

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR – LEGANÉS



PROYECTO FIN DE CARRERA

DESARROLLO DE ANTENAS ACTIVAS EN LA BANDA DE MILIMÉTRICAS

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

AUTOR: Almudena Ruiz Sánchez
TUTOR: Daniel Segovia Vargas

24 de enero de 2011

Agradecimientos

A mi familia, por ofrecerme todo su apoyo durante estos cinco años y brindarme todas las facilidades en los momentos difíciles. Por hacerme olvidar el estrés y el agobio en época de exámenes y recordarme que los resultados no son siempre lo más importante.

A mi tutor, Daniel Segovia Vargas, por el gran esfuerzo realizado para desarrollar este proyecto y por la confianza depositada en mí en todo momento. Por ofrecerme su ayuda en cualquier situación y por todo lo que has hecho por mí durante estos años.

A mis amigos, por los buenos momentos que hemos disfrutado juntos y vuestro apoyo incondicional en etapas difíciles. En especial a Bea, por las incontables horas de teléfono en época de exámenes intentando olvidar que llevábamos un mes sin salir de casa. Por los momentos en el H&H, los fines de semana y, en general, por todo, muchísimas gracias.

A mis compañeros de la universidad, por los días enteros malviviendo en el sótano del Torres haciendo prácticas, se hacían mucho más amenos con vosotros. Por las cenas de navidad y las fiestas de fin de exámenes, gracias.

A Patricia, por la infinidad de horas debatiendo prácticas, programando y construyendo circuitos. Por ayudarme con cualquier problema y en cualquier situación. Muchas gracias por haberme dado la oportunidad de conocerte y por haber estado estos cinco años compartiendo más que trabajos de clase.

A Ismael, por tu paciencia, comprensión y apoyo en todos los momentos. Por estar siempre a mi lado y ayudarme en todo lo posible. Gracias por ser como eres y por todo en general, porque sin ti no lo habría conseguido.

En definitiva, a todos, muchísimas gracias.

Resumen

En el presente documento se lleva a cabo una breve revisión del estado del arte de los circuitos integrados de antenas para aplicaciones en la banda de milimétricas. El sistema propuesto en este proyecto está basado en el diseño de una antena activa transmisora en la banda de 20 GHz. El elemento activo es un diodo de barrera Schottky, el cual es el encargado de la generación de armónicos en un circuito doblador de frecuencia implementado en tecnología microstrip. Se han diseñado dos dobladores de frecuencia, de 10 a 20 GHz y de 20 a 40 GHz, pero no ha sido posible realizar la caracterización práctica de estos circuitos debido a la indisponibilidad de la instrumentación necesaria para construirlos.

Se han desarrollado dos elementos radiantes en la banda de 20 y 40 GHz de tipo dipolo antipodal $\lambda/2$, obteniéndose en simulación unas ganancias de 2.75 y 3.63 dB, respectivamente. Los resultados experimentales obtenidos para el dipolo a 20 GHz son coherentes con la simulación. No se ha podido realizar la medición del dipolo a 40 GHz debido a la imposibilidad de soldar un conector dado su reducido tamaño.

También se presenta el diseño, fabricación y modelado numérico de una transición de microstrip a stripline coplanar (CPS), la cual proporciona una serie de ventajas en el empaquetado e integración de circuitos. Se obtienen resultados coherentes entre la simulación y medida, consiguiéndose un correcto funcionamiento a la frecuencia de diseño, 20 GHz.

Por último, se realiza la integración de la transición con una antena de tipo de dipolo con alimentación coplanar, obteniéndose los resultados deseados en la adaptación a la entrada a 20 GHz, tanto en simulación como experimentalmente. Esta estructura radiante presenta una ganancia en simulación de 4.7 dB y una eficiencia total alrededor del 94%.

Palabras clave: Banda de milimétricas, multiplicadores de frecuencia, doblador, dipolo, microstrip, stripline coplanar (CPS), transición.

Abstract

This paper presents a brief review of integrated circuit antennas suitable for millimeter applications. The system proposed in this thesis is based on an active transmitter antenna at 20 GHz. The active element is a Schottky barrier diode, which is responsible for the harmonic generation in a microstrip frequency doubler circuit. Two frequency doublers have been designed: 10 to 20 GHz and 20 to 40 GHz. It has been impossible to build them due to the unavailability of the instrumentation required.

Two antipodal $\lambda/2$ dipoles have been designed at 20 and 40 GHz, whose gains are 2.75 and 3.63 dB, respectively. The experimental results obtained for the 20 GHz dipole are very close to the simulated ones. It has not been able to measure the 40 GHz dipole because of the inability to weld a connector due to its small size.

The design, fabrication and numerical modeling of a uniplanar microstrip-to-coplanar strip (CPS) line transition are presented. The advantages of this transition in packaging and monolithic microwave integrated circuits integration have been listed. The overall agreement between the measured and modeled characteristics is good at the design frequency, 20 GHz.

Finally, a dipole with an integrated microstrip-to-coplanar strip line feed has been studied. The experimental results are very similar to those obtained in simulation in relation to the 20 GHz adaptation. This structure has a simulation gain of 4.7 dB and 94 % of total efficiency.

Keywords: Millimeter-wave, frequency multipliers, doubler, dipole, microstrip, coplanar stripline (CPS), transition.

Índice general

Capítulo 1: Introducción y Objetivos	1
1.1. Introducción a los Sistemas en la Banda de Milimétricas.....	1
1.1.1. Antenas de Tecnología Plana	3
1.1.1.1. Antenas Broadside sobre Gruesos Sustratos Dieléctricos y Lentes Dieléctricas	3
1.1.1.2. Antenas End-Fire	9
1.1.1.3. Antenas sobre Finas Membranas de Dieléctrico	11
1.1.1.3.1. Antenas de Bocina Integradas y Arrays de Imágenes	11
1.2. Objetivos	13
Capítulo 2: Diodos Multiplicadores de Frecuencia.....	15
2.1. Introducción.....	15
2.2. Diodos de Barrera Schottky y Diodos de Unión	16
2.2.1. Estructura y Fabricación.....	17
2.2.2. Modelo del Diodo de Barrera Schottky	18
2.2.2.1. Capacidad de la Unión	18
2.2.2.2. Característica I/V	20
2.2.3. Diodos Mezcladores.....	22
2.2.4. Varactores de Barrera Schottky	23
2.2.5. Varactores de Unión p^+n	25
2.2.6. Modelado de un Varactor	27
2.2.6.1. Capacidad	27
2.2.6.2. Resistencia Serie	27

2.2.6.3.	Impedancia del Sustrato	27
2.3.	Varactores Multiplicadores de Frecuencia	28
2.3.1.	Consideraciones de Ruido	28
2.3.2.	Relaciones de Potencia y Limitaciones de Eficiencia	29
2.3.3.	Diseño de Varactores Multiplicadores de Frecuencia	33
2.3.4.	Detalles Finales	35
2.3.4.1.	Característica C/V y Modelado	35
2.3.4.2.	Multiplicadores de Orden Alto	35
2.3.4.3.	Estabilidad	36
2.3.4.4.	Nivel de Continua (dc Bias)	36
2.3.4.5.	Ruido	37
2.3.4.6.	Consideraciones de Alta Frecuencia	37
2.4.	Diodos Resistivos Multiplicadores de Frecuencia	38
2.4.1.	Análisis y Diseño Aproximado de Dobladores Resistivos	38
2.5.	Diseño de Dobladores de Frecuencia	43
2.5.1.	Especificaciones y Componentes	43
2.5.2.	Doblador de 10 a 20 GHz	46
2.5.2.1.	Simulación con Líneas de Transmisión Ideales	46
2.5.2.2.	Simulación con Líneas de Transmisión Microstrip	49
2.5.2.2.1.	Sustrato duroid® 5880	49
2.5.2.2.1.1.	Layout y Fabricación	54
2.5.2.2.2.	Sustrato 25N®	56
2.5.2.2.2.1.	Layout	59
2.5.3.	Doblador de 20 a 40 GHz	61
2.5.3.1.	Simulación con Líneas de Transmisión Ideales	61
2.5.3.2.	Simulación con Líneas de Transmisión Microstrip	63
Capítulo 3: Elemento Radiante		67
3.1.	Introducción	67
3.2.	Dipolo Antipodal a 20 GHz	68
3.2.1.	Diseño	68
3.2.2.	Resultados Experimentales	71
3.3.	Dipolo Antipodal a 40 GHz	73
3.3.1.	Diseño	73

3.2.2. Resultados Experimentales.....	76
3.4. Conclusiones.....	77
Capítulo 4: Transición de Microstrip a Stripline Coplanar	79
4.1. Introducción.....	79
4.2. Diseño de la Transición.....	79
4.3. Modelado Numérico de la Transición.....	81
4.3.1. Modelado en Microwave Office®	81
4.3.2. Modelado en CST Microwave Studio®	86
4.3.2.1. Configuración Estándar.....	86
4.3.2.2. Configuración en Espejo	92
4.4. Fabricación de la Transición	95
4.4.1. Configuración Estándar.....	95
4.4.2. Configuración en Espejo	99
4.5. Caracterización Experimental.....	100
4.5.1. Configuración Estándar.....	100
4.5.2. Configuración en Espejo	103
4.6. Conclusiones.....	106
Capítulo 5: Unión del Dipolo con la Transición Microstrip-CPS.....	107
5.1. Introducción.....	107
5.2. Modelado Numérico	108
5.3. Caracterización Experimental.....	114
5.4. Conclusiones.....	115
Capítulo 6: Conclusiones y Líneas Futuras.....	117
6.1. Conclusiones.....	117
6.2. Líneas Futuras.....	119
Capítulo 7: Presupuesto	121
Glosario	125
Referencias	127

Índice de figuras

Figura 1.1. Receptor genérico en la banda de milimétricas compuesto por un circuito receptor integrado en el plano focal del reflector [1].	2
Figura 1.2. Antena sobre un sustrato dieléctrico y los modos del sustrato asociados. Toda la energía radiada por encima del ángulo crítico queda atrapada en el sustrato y se acopla a los modos de éste. El ángulo crítico mostrado es $\theta_c = 30^\circ$, apropiado para cuarzo ($\epsilon_r = 4$) [4].	3
Figura 1.3. Distribución de potencia de una antena de ranura elemental sobre un sustrato de cuarzo ($\epsilon_r = 4$) y de un dipolo elemental sobre un sustrato de cuarzo con plano de masa. Notar que los picos de la potencia radiada al aire se producen cuando el espesor del dieléctrico es múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda [6].	4
Figura 1.4. (a) Potencia radiada normalizada y (b) ganancia para una antena de ranura elemental sobre un sustrato con plano de masa: — por debajo del sustrato; - - - en el aire. En (c) y (d) se representa lo mismo pero para un dipolo elemental sobre un sustrato sin plano de masa [4].	5
Figura 1.5. (izquierda) Receptor cuasi-óptico completo a 110 GHz sobre un sustrato de cuarzo de 170 μm . (derecha) Detalle de las dos antenas de ranura unidas al diodo mezclador a través de tecnología microstrip. Las líneas microstrip actúan como un transformador $\lambda/4$ entre las ranuras y el diodo [8].	6
Figura 1.6. Lente hiper-hemisférica con una lente de objetivo para formar un sistema de imágenes [4].	7
Figura 1.7. (izquierda) Frente de ondas planas. (derecha) Frente de ondas paraxiales [14].	8
Figura 1.8. Lente elíptica superpuesta sobre una lente hemisférica extendida para $\epsilon_r = 2.3, 4$ y 11.7 [1].	9

Figura 1.9. Diferentes topologías de antenas <i>endfire</i> . La más usada es la LTSA (<i>Linearly Tapered Slot Antenna</i>) [19]-[21]. Se muestra una antena de barra dieléctrica para comparar [1].	9
Figura 1.10. Array de imágenes para un sistema en la banda de milimétricas [26].	12
Figura 1.11. Sección transversal de un array de bocinas integradas. La alimentación del dipolo está integrada en la membrana y todos los detectores y la electrónica asociada están integrados en la lámina posterior [26].	12
Figura 2.1. Sección transversal de un diodo de barrera Schottky [29].	18
Figura 2.2. Circuito equivalente de un diodo de barrera Schottky [29].	19
Figura 2.3. Corriente vs Voltaje de un diodo de barrera Schottky: (a) en coordenadas cartesianas; (b) con escala logarítmica en el eje vertical [29].	21
Figura 2.4. Sección transversal de un diodo. Las dimensiones indicadas son las típicas de un mezclador de frecuencia de alto rendimiento [29].	22
Figura 2.5. Sección transversal de un varactor p^+n . Esta estructura proporciona un mayor voltaje de ruptura que el diseño plano [29].	26
Figura 2.6. Varactor multiplicador de frecuencia. Los bloques $f_{i,n}$ son las trampas a la frecuencia del armónico de orden n . Los circuitos de adaptación a la entrada y a la salida no deben interactuar [29].	33
Figura 2.7. Modelos de entrada y de salida del varactor multiplicador de frecuencia [29].	35
Figura 2.8. Circuito de un doblador resistivo de frecuencia. f_1 y $2f_1$ son resonadores LC en paralelo ideales a la frecuencia fundamental y al segundo armónico, respectivamente [29].	39
Figura 2.9. Formas de onda del voltaje y de la corriente en un doblador resistivo [29].	40
Figura 2.10. Forma de onda de la corriente en el diodo: (a) $R_L=0$; (b) R_L óptima; (c) R_L mayor que la óptima. La corriente de pico es mayor en (a) y menor en (c) [29].	40
Figura 2.11. Ilustración del funcionamiento de un doblador de frecuencia.	43
Figura 2.12. Esquemático para simular el comportamiento del diodo MA4E1317.	44
Figura 2.13. Corriente vs. Voltaje del diodo MA4E1317 modelado en Microwave Office®	45
Figura 2.14. Corriente vs. Voltaje del diodo MA4E1317.	45
Figura 2.15. Topología simplificada del doblador de frecuencia.	46
Figura 2.16. Esquemático del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.	46
Figura 2.17. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.	47

Figura 2.18. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas TLIN.	48
Figura 2.19. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas TLIN.	48
Figura 2.20. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas TLIN.	49
Figura 2.21. Esquemático del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.	50
Figura 2.22. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.	50
Figura 2.23. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.	51
Figura 2.24. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.	51
Figura 2.25. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.	51
Figura 2.26. Esquemático empleado en las simulaciones <i>Load-Pull</i> del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.	52
Figura 2.27. Detalle del componente <i>HBTUNER</i>	52
Figura 2.28. Gráfico de contorno <i>Load-Pull</i> para la impedancia presentada a 20 GHz.	53
Figura 2.29. Esquemático del layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.	54
Figura 2.30. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato duroid 5880 para fabricar.	54
Figura 2.31. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato duroid 5880 para fabricar.	55
Figura 2.32. Encapsulado del diodo MA4E1317.	55
Figura 2.33. Layout del diodo MA4E1317 diseñado en Microwave Office®.	55
Figura 2.34. Layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado con el sustrato duroid 5880. Las dimensiones aparecen en mm.	56
Figura 2.35. Esquemático del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato 25N®.	56
Figura 2.36. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N®.	57
Figura 2.37. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N®.	57

Figura 2.38. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N [®]	57
Figura 2.39. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N [®]	58
Figura 2.40. Esquemático empleado en las simulaciones <i>Load-Pull</i> del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N [®]	58
Figura 2.41. Gráfico de contorno <i>Load-Pull</i> para la impedancia presentada a 20 GHz.	59
Figura 2.42. Esquemático del layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N [®]	59
Figura 2.43. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato 25N [®]	60
Figura 2.44. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato 25N [®]	60
Figura 2.45. Layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado con el sustrato 25N [®] . Las dimensiones aparecen en mm.	60
Figura 2.46. Esquemático del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.	61
Figura 2.47. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.	62
Figura 2.48. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas TLIN.	62
Figura 2.49. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas TLIN.	62
Figura 2.50. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas TLIN.	63
Figura 2.51. Esquemático del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.	63
Figura 2.52. Parámetros S en gran señal del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.	64
Figura 2.53. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.	64
Figura 2.54. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.	64
Figura 2.55. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.	65

Figura 3.1. Vista frontal e inferior del dipolo impreso antipodal a 20 GHz.	68
Figura 3.2. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado para el dipolo impreso antipodal a 20 GHz.....	69
Figura 3.3. Distribuciones de corriente en el dipolo para $f = 19.944$ GHz.....	69
Figura 3.4. Diagrama de radiación tridimensional del dipolo impreso antipodal a 20 GHz. Ganancia máxima: 2.75 dB. Eficiencia total: 0.98.	70
Figura 3.5. Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo a 20 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -18.4 dB.....	71
Figura 3.6. Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo a 20 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -16.6 dB.....	71
Figura 3.7. Imagen del dipolo antipodal impreso a 20 GHz construido.	72
Figura 3.8. Medida de la adaptación del dipolo antipodal impreso a 20 GHz obtenida en el analizador de redes.	72
Figura 3.9. Comparación del coeficiente de reflexión experimental y simulado. ...	72
Figura 3.10. Vista frontal e inferior del dipolo impreso antipodal a 40 GHz.....	73
Figura 3.11. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado para el dipolo impreso antipodal a 40 GHz.	74
Figura 3.12. Distribuciones de corriente en el dipolo para $f = 40$ GHz.....	75
Figura 3.13. Diagrama de radiación tridimensional del dipolo impreso antipodal a 40 GHz. Ganancia máxima: 3.629 dB. Eficiencia total: 0.978.....	75
Figura 3.14. Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo a 40 GHz. (izquierda) Componente copolar con 3.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -15.4 dB.....	76
Figura 3.15. Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo a 40 GHz. (izquierda) Componente copolar con 3.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -12.1 dB.....	76
Figura 3.16. Imagen del dipolo antipodal impreso a 40 GHz construido.	77
Figura 4.1. Esquemático de la transición de microstrip a stripline coplanar en configuración balanceada [36].....	80
Figura 4.2. Vista de la sección transversal de las distribuciones de campo eléctrico: (a) línea microstrip, (b) líneas microstrip acopladas y (c) CPS [37].....	81
Figura 4.3. Esquemático de la transición de microstrip a stripline coplanar realizado en Microwave Office®	82
Figura 4.4. Topología del componente <i>MBEND90X</i> de Microwave Office®	83

Figura 4.5. Layout de la transición de microstrip a stripline coplanar en Microwave Office®. Las medidas aparecen en mm.	83
Figura 4.6. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en Microwave Office® para la transición microstrip-CPS.	85
Figura 4.7. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en Microwave Office® para la transición microstrip-CPS.	85
Figura 4.8. Vista frontal, lateral derecha e inferior de la transición microstrip-CPS realizada en CST®.	86
Figura 4.9. Detalle de la situación de los puertos 2 y 3 de la transición diseñada en CST®.	87
Figura 4.10. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.	87
Figura 4.11. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.	88
Figura 4.12. Análisis paramétrico de las magnitudes de s_{12} y s_{13} en función de la anchura de la línea de salida del puerto 2.....	88
Figura 4.13. Variación del parámetro de reflexión s_{11} en función de la anchura de la línea del puerto 2.....	89
Figura 4.14. Vista frontal de la transición microstrip-CPS con las líneas de salida de diferente anchura.....	89
Figura 4.15. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.	90
Figura 4.16. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.	91
Figura 4.17. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.	92
Figura 4.18. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.	92
Figura 4.19. Esquemático de la transición microstrip-CPS en configuración espejo mostrado en el artículo [36].....	93
Figura 4.20. Vista frontal, lateral derecha e inferior de la transición microstrip-CPS en configuración espejo diseñada en CST®.	93
Figura 4.21. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS en configuración espejo.....	94
Figura 4.22. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS en configuración espejo.....	95

Figura 4.23. Resultados de simulación del artículo [36] para una frecuencia de funcionamiento de 10 GHz. (<i>izquierda</i>) Pérdidas de retorno (S_{11}). (<i>derecha</i>) Pérdidas de inserción (S_{12}).....	95
Figura 4.24. Vista frontal, lateral derecha e inferior de la transición microstrip-CPS construida. Los círculos rojos representan los conectores.	96
Figura 4.25. Plano de masa de la transición microstrip-CPS situado en la parte posterior del sustrato.	97
Figura 4.26. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST [®] para la transición microstrip-CPS construida.	98
Figura 4.27. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST [®] para la transición microstrip-CPS construida.	98
Figura 4.28. Imagen de la transición microstrip-CPS en configuración estándar fabricada.	98
Figura 4.29. Layout de la transición microstrip-CPS en configuración espejo construida. La parte derecha es simétrica. Los círculos rojos representan los conectores.	99
Figura 4.30. Parte posterior del circuito de la transición microstrip-CPS en configuración espejo construida.	99
Figura 4.31. Imagen de la parte frontal de la transición microstrip-CPS en configuración espejo fabricada.	100
Figura 4.32. Parámetros S experimentales de la transición microstrip-CPS medidos con el analizador de redes.....	100
Figura 4.33. Parámetros S de la transición microstrip-CPS simulados en CST [®] en el rango de frecuencia de la medida (15-25 GHz).....	101
Figura 4.34. Comparación de los resultados teóricos y experimentales en el rango de frecuencia de la medida. (<i>izquierda</i>) s_{12} . (<i>derecha</i>) s_{13}	101
Figura 4.35. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{11} de la transición microstrip-CPS.	102
Figura 4.36. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{22} de la transición microstrip-CPS.	102
Figura 4.37. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{33} de la transición microstrip-CPS.	103
Figura 4.38. Desfase entre s_{12} y s_{13} de la transición microstrip-CPS medida con el analizador de redes.....	103
Figura 4.39. Parámetros S experimentales de la transición microstrip-CPS en configuración espejo medidos con el analizador de redes.....	104
Figura 4.40. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{12} de la transición microstrip-CPS en configuración espejo.....	104

Figura 4.41. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{11} de la transición microstrip-CPS en configuración espejo.....	105
Figura 4.42. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{22} de la transición microstrip-CPS.	106
Figura 5.1. Esquemático de la unión del dipolo con la transición microstrip-CPS.	108
Figura 5.2. Vista frontal, lateral derecha e inferior del dipolo unido a la transición microstrip-CPS. El círculo rojo representa el conector.....	108
Figura 5.3. Parte posterior del circuito del dipolo unido la transición microstrip-CPS.....	109
Figura 5.4. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado del dipolo unido a la transición microstrip-CPS.	110
Figura 5.5. Variación del parámetro de reflexión s_{11} en función de la longitud de la línea de alimentación del dipolo.	110
Figura 5.6. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado del circuito del dipolo unido a la transición microstrip-CPS construido.	111
Figura 5.7. Distribuciones de corriente en el dipolo con alimentación coplanar para $f = 20$ GHz.....	112
Figura 5.8. Diagrama de radiación en 3D del dipolo con la transición microstrip-CPS. Ganancia máxima: 4.664 dB. Eficiencia total: 0.937.....	112
Figura 5.9. Vista (a) izquierda y (b) derecha del diagrama de radiación en 3D del dipolo con la transición microstrip-CPS.	112
Figura 5.10. (izquierda) Plano E y (derecha) Plano H del diagrama de radiación del dipolo con la transición microstrip-CPS.	113
Figura 5.11. Diagrama de radiación tridimensional superpuesto con el circuito implementado.	113
Figura 5.12. Imagen del dipolo con la transición microstrip-CPS fabricado.....	114
Figura 5.13. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{11} del dipolo con la transición microstrip-CPS.	114
Figura 7.1. Diagrama de Gantt del proyecto.	122
Figura 7.2. Presupuesto total del proyecto.	123

Índice de tablas

Tabla 2.1. Doblador [34].	34
Tabla 2.2. Triplicador [34].	34
Tabla 2.3. Parámetros del modelo SPICE del diodo MA4E1317.	44
Tabla 2.4. Características de los dos sustratos utilizados en el doblador de 10 a 20 GHz.	49
Tabla 2.5. Descripción de los parámetros del elemento <i>HBTUNER</i>	53
Tabla 3.1. Valores de los distintos parámetros del dipolo impreso antipodal a 20 GHz.	68
Tabla 3.2. Valores de los distintos parámetros del dipolo impreso antipodal a 40 GHz.	74
Tabla 4.1. Valores de los distintos parámetros de la transición de microstrip a CPS mostrada en la Figura 4.1 para el diseño realizado en Microwave Office®.	82
Tabla 4.2. Dimensiones de la transición de microstrip-CPS mostrada en la Figura 4.14.	90
Tabla 4.3. Medidas de los distintos parámetros de la transición microstrip-CPS diseñada en CST®.	91
Tabla 4.4. Valor de los parámetros del circuito mostrado en la Figura 4.20 para la transición microstrip-CPS en configuración espejo.	94
Tabla 4.5. Dimensiones de la transición microstrip-CPS construida.	97
Tabla 4.6. Dimensiones de la transición microstrip-CPS en configuración espejo construida.	99
Tabla 5.1. Dimensiones del circuito del dipolo unido a la transición microstrip-CPS.	109
Tabla 5.2. Dimensiones del circuito del dipolo unido a la transición microstrip-CPS construido.	111

Capítulo 1

Introducción y Objetivos

1.1. Introducción a los Sistemas en la Banda de Milimétricas

Los sistemas en la banda de milimétricas (30 – 300 GHz) y a frecuencias de terahercios se están convirtiendo cada vez más importantes en muchas aplicaciones científicas y militares. La amplia gama de aplicaciones que existe en áreas como la teledetección, la radioastronomía, sistemas de diagnóstico de plasma, radar y de comunicaciones, ha demandado receptores de bajo ruido desde 30 GHz hasta más de 1 THz. Además, para aplicaciones militares, los sistemas en la banda de milimétricas proporcionan una mejor resolución que los sistemas de microondas y también son menos sensibles a las condiciones atmosféricas que los sistemas de infrarrojos. Tradicionalmente, los receptores y transmisores de ondas milimétricas se han basado en guías de onda, pero su coste de fabricación es muy elevado para frecuencias por encima de los 200 GHz. Un receptor monolítico que esté compuesto por una antena de tecnología plana integrada con una red de adaptación y un mezclador es una solución atractiva para el rango de frecuencias de las ondas milimétricas, y, actualmente, la única solución práctica para la región de ondas submilimétricas (300 GHz – 3 THz). Los receptores integrados son más sencillos de fabricar, más fiables, más pequeños y ligeros, y mucho más baratos que los receptores basados en guías de onda. Asimismo, la integración permite el uso de

arrays lineales o de dos dimensiones para aplicaciones de imágenes sin que el coste ni el peso del sistema aumenten drásticamente. Un array de imágenes en la banda de milimétricas está compuesto por un gran número de antenas con detectores situadas en el plano focal de un sistema de imagen (Figura 1.1), y la salida de todos los detectores conforman la imagen. Un array de imágenes monolítico en el que las antenas y detectores estén integrados en sustratos dieléctricos es una solución muy atractiva para este tipo de sistemas. Los arrays de imágenes o cámaras ofrecen imágenes con mayor rapidez que un elemento simple de exploración sin sufrir, además, problemas mecánicos de exploración. También proporcionan un gran tiempo de integración en aplicaciones de radioastronomía y teledetección, donde las señales son muy débiles, y pueden detectar de forma sencilla una escena que cambia rápidamente en aplicaciones militares o de diagnóstico de plasma [1].

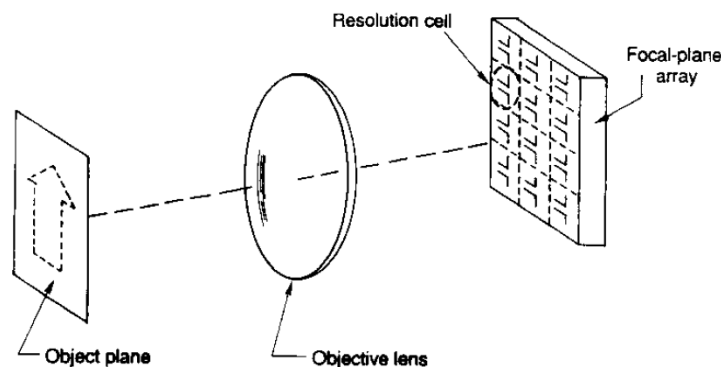


Figura 1.1. Receptor genérico en la banda de milimétricas compuesto por un circuito receptor integrado en el plano focal del reflector [1].

El elemento principal de un receptor integrado es la antena de tecnología plana y la red de adaptación de la antena/mezclador. La eficiencia de acoplamiento entre la antena y la radiación entrante es la primera pérdida que se produce en el receptor y contribuye directamente a la figura de ruido de éste. Las antenas integradas en la banda de milimétricas son físicamente pequeñas y poseen una apertura efectiva pequeña para recoger la radiación entrante, por lo que se suelen situar en el plano focal de una lente (o reflector) colimador. No obstante, estas antenas tradicionalmente tienen diagramas de radiación pobres y baja eficiencia de acoplamiento hacia los sistemas reflectores, lo que ha limitado su uso extendido en receptores de ondas milimétricas y submilimétricas. Otra limitación para los sistemas en la banda de submilimétricas ha sido la falta de detectores planos compatibles con las antenas integradas, obstáculo que ha sido superado gracias al enorme avance en los diodos Schottky de tecnología plana. Por lo tanto, sería posible construir receptores basados en tecnología plana con un rendimiento comparable al que se obtiene con los mejores sistemas de guías de onda si se desarrollan antenas planas y redes de adaptación eficientes. Si se consigue esto, una amplia gama de aplicaciones (tales como sistemas de aterrizaje o imágenes de radioastronomía) que se consideran demasiado caras para llevar a cabo mediante sistemas basados en guías de onda, se pueden ahora desarrollar con un coste y complejidad mucho menores [1].

1.1.1. Antenas de Tecnología Plana

El estudio de antenas de tecnología plana que se presenta a continuación se puede dividir en tres áreas principales: (1) antenas broadside (dipolos, ranuras, etc.) sobre gruesos sustratos dieléctricos; (2) antenas end-fire (Vivaldi, TSA, etc.) y (3) antenas sobre finas membranas de dieléctrico (bocina integrada, etc.). Se cubrirán los problemas fundamentales asociados a cada una de las distintas configuraciones de antenas planas.

1.1.1.1. Antenas Broadside sobre Gruesos Sustratos Dieléctricos y Lentes Dieléctricas

Las múltiples ventajas de las antenas impresas (tales como su bajo peso, bajo coste, compatibilidad con una superficie dada y facilidad de integración tanto híbrida como monolítica) pueden verse contrarrestadas por su baja ganancia, un ancho de banda estrecho y potencia limitada. Dicha potencia está limitada por la capacidad calorífica del sustrato, pero la ganancia se puede mejorar mediante la construcción de arrays. Por otra parte, las características de radiación, eficiencia, ancho de banda e impedancia de las antenas impresas se pueden optimizar eligiendo adecuadamente el espesor y el valor de la constante dieléctrica del sustrato [2].

Los sustratos de las antenas impresas empleadas en aplicaciones a frecuencias por encima de los 30 GHz suelen ser más gruesos y con una permitividad dieléctrica mayor que en frecuencias inferiores [3]. En las antenas elementales fabricadas sobre estos sustratos dieléctricos gruesos se producen pérdidas de potencia debidas a los modos del sustrato (Figura 1.2). Dichas antenas elementales comprenden a la familia de dipolos eléctricamente pequeños, ranuras (*slots*) cortas y lazos pequeños (dipolos magnéticos), en las que la corriente puede aproximarse como una constante o una distribución lineal [1].

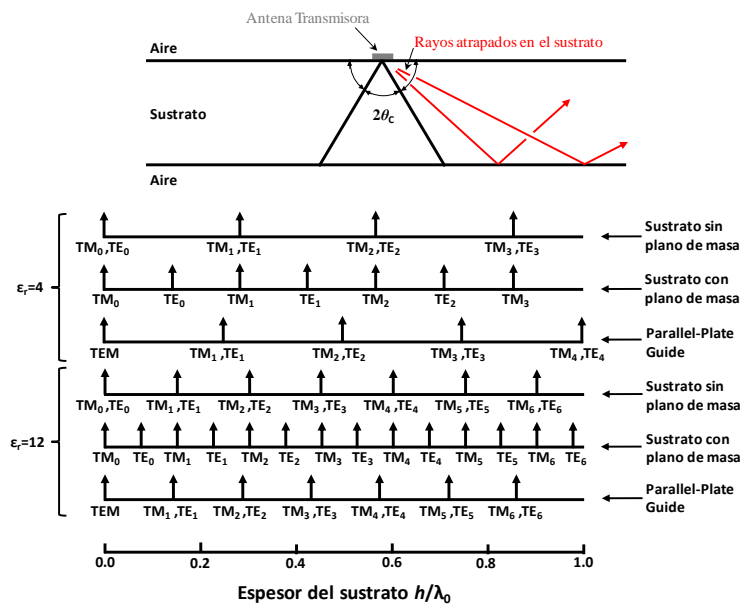


Figura 1.2. Antena sobre un sustrato dieléctrico y los modos del sustrato asociados. Toda la energía radiada por encima del ángulo crítico queda atrapada en el sustrato y se acopla a los modos de éste. El ángulo crítico mostrado es $\theta_c = 30^\circ$, apropiado para cuarzo ($\epsilon_r = 4$) [4].

Las ondas de superficie y el acoplamiento mutuo son dos factores importantes a tener en cuenta en este tipo de antenas fabricadas sobre sustratos eléctricamente gruesos [5]. La onda de superficie de menor orden (TM_0) tiene una frecuencia de corte cero, por lo que se excita hasta en sustratos muy finos. A medida que el espesor del sustrato aumenta, el número de ondas de superficie (modos) que existen es mayor, y más cantidad de potencia se puede acoplar en estas ondas. El acoplamiento mutuo entre elementos de un array consiste en la transferencia de potencia de un elemento a otro cercano a través de ondas espaciales (radiación directa) u ondas de superficie. Niveles de acoplo por encima de 20-30 dB pueden tener un efecto perjudicial en el funcionamiento del array [3].

En consecuencia, a partir del análisis realizado en [2]-[4], se comprueba que las antenas elementales acoplan potencia a los modos del sustrato de mayor orden conforme el espesor de éste aumenta, y, en algunos casos, más del 90% de la potencia radiada queda atrapada en el dieléctrico (Figura 1.3). Por ende, la ganancia de una ranura o dipolo elemental cae muy rápidamente al incrementar el grosor (h) del sustrato.

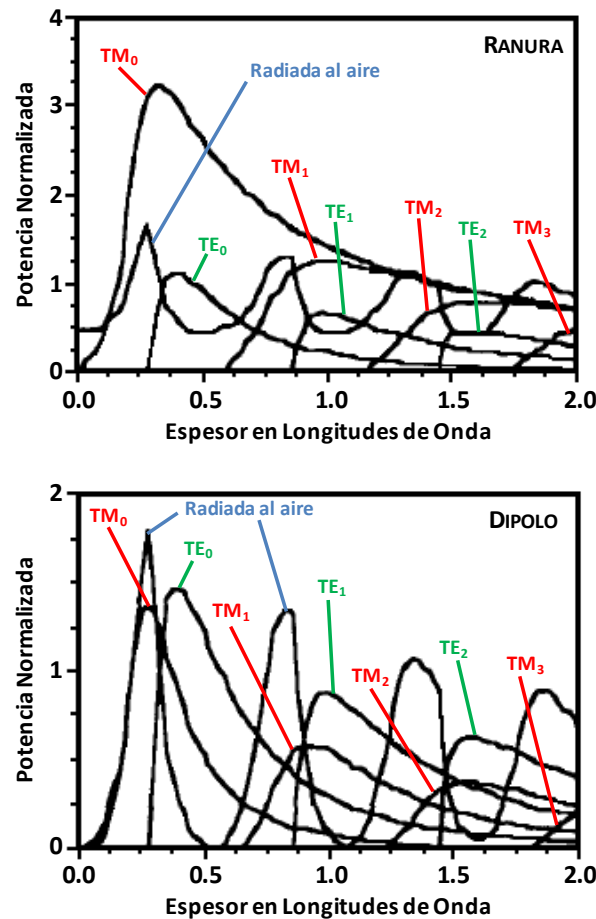


Figura 1.3. Distribución de potencia de una antena de ranura elemental sobre un sustrato de cuarzo ($\epsilon_r = 4$) y de un dipolo elemental sobre un sustrato de cuarzo con plano de masa. Notar que los picos de la potencia radiada al aire se producen cuando el espesor del dieléctrico es múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda [6].

Como se puede observar en la Figura 1.4, las antenas elementales radian más cantidad de potencia en el lado del sustrato que al aire, y, como consecuencia,

poseen una ganancia relativa superior en el lado del sustrato. Cabe destacar que las pérdidas de potencia debidas a los modos del sustrato no están incluidas en la potencia radiada normalizada mostrada en los apartados (a) y (c) de la Figura 1.4. La ganancia de la antena de ranura tiene una caída de 3 dB en el lado del sustrato cuando $h = 0.08\lambda_0$, para el caso de $\epsilon_r = 12$, y cuando $h = 0.16\lambda_0$ si $\epsilon_r = 4$. En el dipolo elemental la caída se produce en $h = 0.03\lambda_0$ ($\epsilon_r = 12$) y $h = 0.08\lambda_0$ ($\epsilon_r = 4$). Por tanto, para un funcionamiento de bajas pérdidas, el espesor del sustrato debería ser inferior a $0.04\lambda_0$ para las antenas de ranura y a $0.01\lambda_0$ en el caso de dipolos. Esto se traduce en sustratos impracticablemente finos y frágiles para dipolos en la banda de milimétricas. No obstante, si es imprescindible emplear un sustrato grueso, lo mejor es escoger un espesor cercano a un múltiplo impar de $\lambda/4$, donde λ es la longitud de onda en el dieléctrico (Figura 1.3 y Figura 1.4).

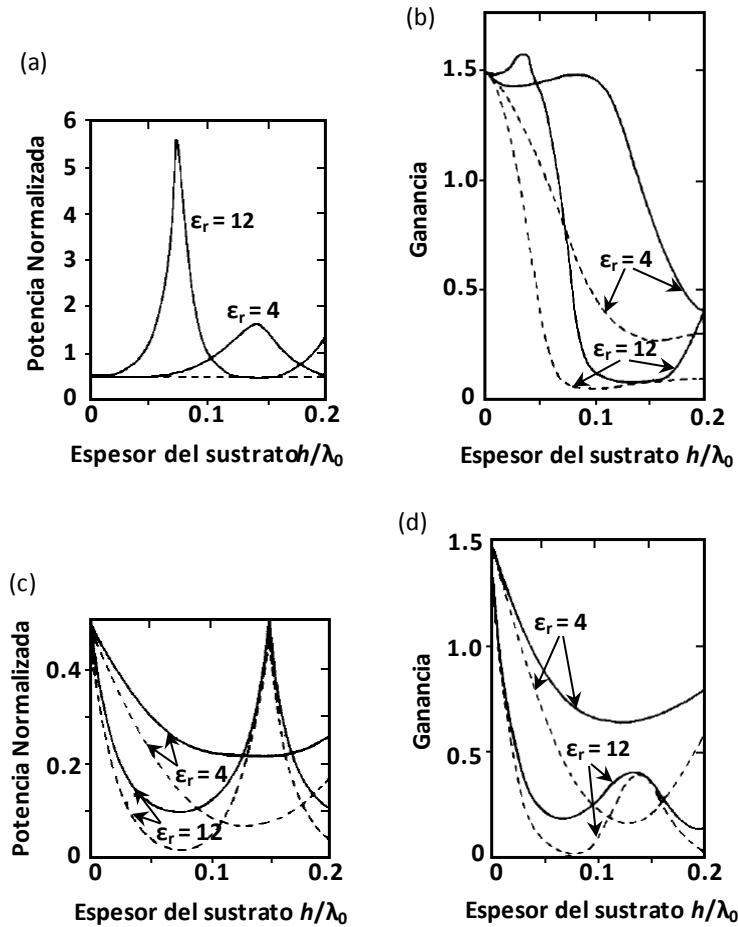


Figura 1.4. (a) Potencia radiada normalizada y (b) ganancia para una antena de ranura elemental sobre un sustrato con plano de masa: — por debajo del sustrato; - - - en el aire. En (c) y (d) se representa lo mismo pero para un dipolo elemental sobre un sustrato sin plano de masa [4].

La relativa insensibilidad de las antenas de ranura al espesor del sustrato propició el diseño de varios receptores cuasi-ópticos de ondas milimétricas. En [7], Clifton *et al.* construyeron un receptor monolítico a 350 GHz empleando una antena *single-slot* sobre un sustrato de arseniuro de galio (GaAs). El espesor del sustrato no venía dado en el artículo, pero la sensibilidad a través de él era 8 dB mayor que en el aire, por lo que a partir de la Figura 1.4 se puede concluir que este

diseño sufría pérdidas debidas a los modos del sustrato. En [8], Kerr *et al.* elaboraron un elegante receptor compuesto por un mezclador y dos antenas de ranura (*dual-slot*) a 95-115 GHz sobre un sustrato de cuarzo de 170 μm de espesor (Figura 1.5). El sustrato era lo suficientemente fino para que no se produjeran pérdidas de potencia debidas a los modos del sustrato. La idea era emplear la longitud de la ranura para controlar el diagrama de radiación en el plano E y la separación entre las ranuras para controlar el diagrama de radiación en el plano H, de modo que resultara un diagrama de radiación con simetría rotacional. Las antenas de ranura estaban alimentadas por una red microstrip, y en el centro se situaba el diodo. Se reportó una temperatura de ruido de banda lateral (SSB, *Single Side Band*) de 1000 K y unas pérdidas de conversión SSB de 8.6 dB a 110 GHz.

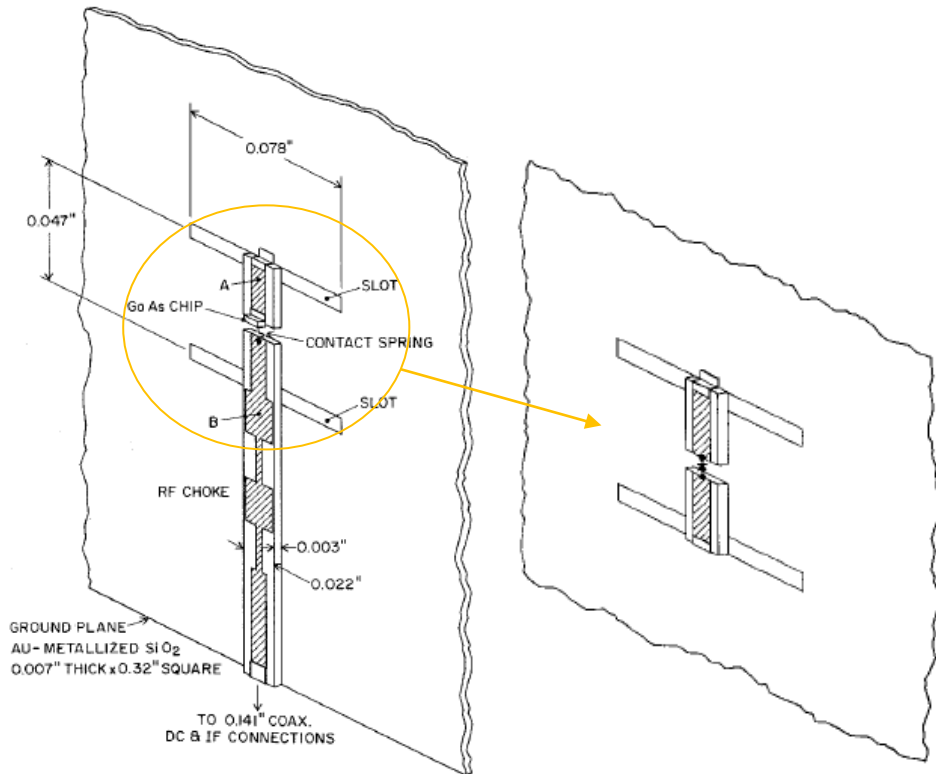


Figura 1.5. (izquierda) Receptor cuasi-óptico completo a 110 GHz sobre un sustrato de cuarzo de 170 μm . (derecha) Detalle de las dos antenas de ranura unidas al diodo mezclador a través de tecnología microstrip. Las líneas microstrip actúan como un transformador $\lambda/4$ entre las ranuras y el diodo [8].

Otro método para eliminar los modos del sustrato consiste en situar la antena en una lente dieléctrica, cuya constante dieléctrica sea la misma que la del sustrato de la antena plana. La estructura de las lentes dieléctricas no excita ondas de superficie. Las antenas situadas en este tipo de lentes tienden a radiar la mayor parte de su potencia en el lado del dieléctrico, obteniendo un diagrama de radiación unidireccional en lentes con constante dieléctrica alta [9]. La relación entre la potencia radiada en el dieléctrico y en el aire es $\varepsilon_r^{3/2}$ para una antena de ranura elemental y ε_r para un dipolo elemental [4], donde ε_r es la constante dieléctrica relativa de la lente. Para las antenas de ranura, la potencia radiada en el dieléctrico domina completamente a la potencia en el aire, incluso con constantes dieléctricas

moderadas. Por tanto, el uso de una lente dieléctrica es una solución muy atractiva puesto que también proporciona rigidez mecánica y estabilidad térmica.

Las lentes dieléctricas pueden ser hemisféricas, hiper-hemisféricas o elipsoidales, y requieren una capa de adaptación para reducir las pérdidas de reflexión en la interfase aire-dieléctrico [10]. En [11] se realizó un estudio de las propiedades de enfoque de las lentes dieléctricas pequeñas y se dedujo que el radio mínimo para un funcionamiento aceptable es de $0.5\lambda_0$ y $1\lambda_0$ para lentes de cuarzo y silicio, respectivamente.

La lente hiper-hemisférica es una lente hemisférica con una extensión de longitud añadida de R/n_1 , donde n_1 es el índice de refracción de la lente y R el radio. Esta lente se utilizó por primera vez en la banda de frecuencia de milimétricas por Rutledge *et al.* en [12] para eliminar las pérdidas de potencia debidas a los modos del sustrato e incrementar la ganancia de las antenas de tecnología plana. Las lentes hiper-hemisféricas garantizan la ausencia de coma¹ circular y son lentes aplanáticas, por lo que no se producen aberraciones esféricas [13]. Esta última condición implica que si se diseña el sistema óptico de modo que todos los rayos estén enfocados en un punto, se puede añadir la lente hiper-hemisférica al sistema y todos los rayos seguirán enfocados en un punto (Figura 1.6).

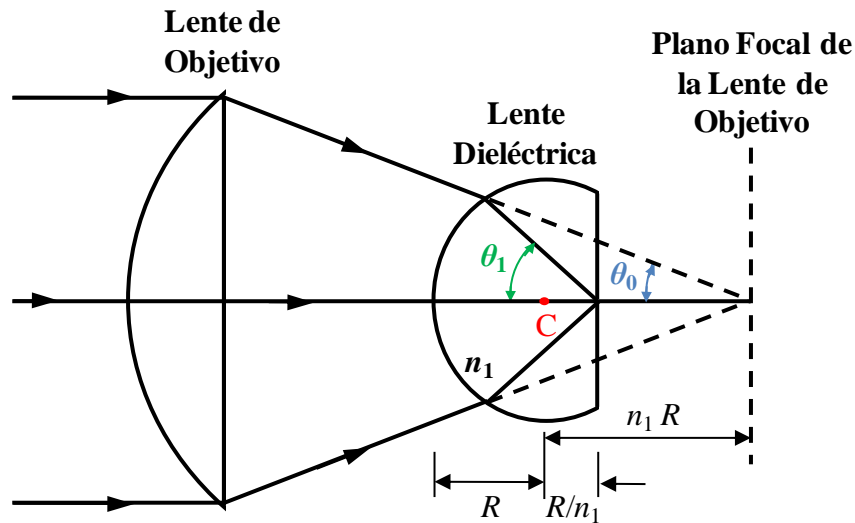


Figura 1.6. Lente hiper-hemisférica con una lente de objetivo para formar un sistema de imágenes [4].

El número f (relación entre la distancia focal y el diámetro efectivo de una lente) de un sistema óptico compuesto por una lente dieléctrica hiper-hemisférica y una lente de objetivo (f_s) está relacionado con el número f de una lente de objetivo (f_0) por la siguiente ecuación:

¹ La aberración denominada coma afecta a los rayos procedentes de puntos no situados sobre el eje de la lente. Se parece a la aberración esférica (que afecta a puntos situados sobre el eje) en que ambas son debidas a la incapacidad de la lente para hacer que la imagen de los rayos centrales y la de aquellos que atraviesan las partes exteriores de la misma coincidan en un solo punto. Esta aberración se debe a la falta de constancia en el aumento lateral para los distintos rayos que atraviesan la lente, de forma que según la zona por donde pase el rayo se obtendrá un aumento u otro. Como consecuencia, la imagen de un punto objeto no es un círculo, sino una figura de cometa, de donde procede el término coma.

$$f = f_0 / n_1 \quad (1.1)$$

donde n_1 es el índice de refracción de la lente dieléctrica. El número f está definido usando el ángulo subtendido de la lente de objetivo en el foco por $f_s = 1/\sin\theta_1$ y $f_0 = 1/\sin\theta_0$ [13]. El ángulo θ_1 es siempre mayor que θ_0 y viene dado por:

$$\sin\theta_1 / \sin\theta_0 = n_1 \quad (1.2)$$

que es la relación geométrica empleada para construir la lente hiper-hemisférica. En términos de antenas, la lente dieléctrica hiper-hemisférica curva los rayos radiados por la antena integrada hacia su dirección *broadside* (o perpendicular al eje de la antena), por lo que el diagrama de radiación se agudiza y la ganancia se incrementa por un factor de n_1^2 . Esto es equivalente a (1.2) ya que el agudizamiento del diagrama de radiación se produce tanto en el plano E como en el plano H .

Las lentes elípticas concentran una onda paraxial (onda plana, Figura 1.7) en un punto. El punto focal está situado en el segundo foco de la elipse. La forma de una lente dieléctrica elíptica depende del índice de refracción empleado. Estas lentes poseen aumento infinito, puesto que un haz esférico divergente procedente del punto focal se transforma en un haz paraxial o gaussiano. En términos de antenas, esto significa que cualquier antena ubicada en el foco de una lente elíptica tendrá un diagrama de radiación en campo lejano con el haz principal limitado por difracción debido a la apertura de la lente [1]. Los diagramas de radiación limitados por difracción se han verificado para antenas log-periódicas y espirales [15], así como para un dipolo simple [16], dos dipolos [17] y antenas de doble ranura [18]. La diferencia entre estas antenas se encuentra en el nivel del lóbulo lateral (SLL, *Side Lobe Level*) y en el nivel de la componente contrapolar. Debido a que los diagramas de radiación están limitados por la difracción de la lente y, por tanto, son muy estrechos, cualquier aumento del SLL puede tener un efecto perjudicial sobre la eficiencia global del sistema.

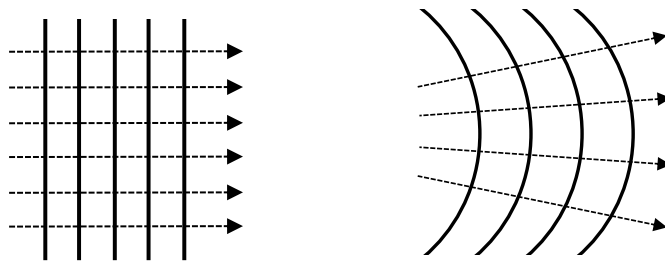


Figura 1.7. (izquierda) Frente de ondas planas. (derecha) Frente de ondas paraxiales [14].

Es interesante ver cómo una lente elíptica se puede sintetizar a partir de una lente hemisférica y algunas láminas planas (denominada lente hemisférica extendida). En la Figura 1.8 aparecen representadas tres lentes elípticas con $\epsilon_r = 2.3$ (polietileno), 4 (cuarzo) y 11.7 (silicio), y las correspondientes lentes hemisféricas extendidas. Como puede observarse, la constante dieléctrica mayor produce una aproximación geométrica más exacta. Existen numerosas formas de sintetizar una

elipse, y en [9] se obtiene que la lente elíptica sintetizada mostrada en la Figura 1.8 presenta un decremento en la eficiencia de acoplamiento gaussiana² de menos del 6% a 500 GHz para una lente de 6.8 mm de silicio o cuarzo, respecto a una lente elíptica real.

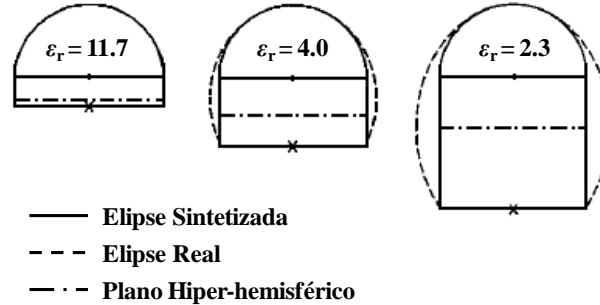


Figura 1.8. Lente elíptica superpuesta sobre una lente hemisférica extendida para $\epsilon_r = 2.3, 4$ y 11.7 [1].

1.1.1.2. Antenas End-Fire

Otro tipo de antenas compatibles con circuitos integrados en la banda de milimétricas son las antenas *endfire*³ (de ondas viajeras). Las antenas *endfire* permiten compactar los arrays bidimensionales usando la dirección z para la radiación y las direcciones $x - y$ para los detectores e interconexiones. Estas antenas se caracterizan por una impedancia de entrada de banda ancha y ganancia media.

La primera antena de tipo TSA (*Tapered Slot Antenna*), denominada antena Vivaldi, fue introducida por Gibson [19]. Esta antena está compuesta por una ranura exponencialmente cónica grabada sobre un sustrato dieléctrico metalizado. En este artículo pionero, Gibson informa de un ancho de haz constante de 3 dB entre 30° y 40° para dos octavas. Desde entonces, se ha realizado un gran número de investigaciones sobre las antenas *endfire* de tipo TSA (Figura 1.9).

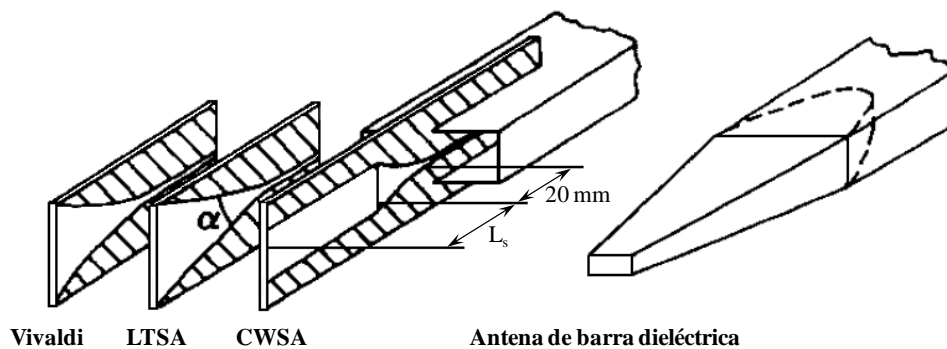


Figura 1.9. Diferentes topologías de antenas *endfire*. La más usada es la LTSA (*Linearly Tapered Slot Antenna*) [19]-[21]. Se muestra una antena de barra dieléctrica para comparar [1].

² La eficiencia de acoplamiento gaussiana (*Gaussian-coupling efficiency*) se define como la eficiencia de acoplamiento total, que es la gausicidad multiplicada por las pérdidas del sistema (de reflexión, desadaptación de impedancias...). El término “gausicidad” es la eficiencia de acoplamiento entre el diagrama de radiación en campo lejano de una antena y el diagrama de radiación en campo lejano de un haz gaussiano [18].

³ La dirección del máximo de radiación es longitudinal respecto al eje de la antena.

La mayoría de las propiedades de las antenas TSA se han determinado experimentalmente a las frecuencias de microondas (Yngvesson *et al.* [20], [21]). Se comprobó que se puede definir un rango óptimo de 0.005 a 0.03 para el espesor efectivo del dieléctrico:

$$t_{eff}/\lambda_0 = (\sqrt{\epsilon_r} - 1)t/\lambda_0 \quad (1.3)$$

siendo t el espesor del sustrato real. Para sustratos más gruesos, el diagrama de radiación se deteriorará rápidamente, por lo que es especialmente importante observar el límite superior. Janaswamy *et al.* [22] desarrollaron un planteamiento teórico que predice de forma precisa el diagrama de radiación para un solo elemento de tipo TSA sobre sustratos con baja constante dieléctrica. Este planteamiento teórico requiere que el plano de masa de la parte superior e inferior de la antena TSA sea infinito, por lo que no es aplicable a los elementos de un array.

La antena LTSA (*Linearly Tapered Slot Antenna*) típicamente tiene un ángulo de apertura (α) comprendido entre 6° y 15° , una longitud entre 3 y $10\lambda_0$, una impedancia de banda ancha alrededor de 80Ω - 120Ω y una directividad entre 11 y 7 dB. Mediciones en frecuencias de microondas muestran que una antena LTSA con el dieléctrico eliminado en la región de la ranura (o con un dieléctrico muy fino), es una antena de onda viajera en el sentido de que el ancho de haz sigue la regla $1/\sqrt{L/\lambda_0}$ (es decir, la ganancia aumenta con la longitud) [1].

La antena CWSA (*Constant Width Slot Antenna*, CWSA) es una variación de la antena LTSA para mejorar la densidad de empaquetado en los arrays de imágenes situados en el plano focal (Yngvesson *et al.* [23]). Una antena CWSA está constituida por una forma cónica exponencial (*exponential taper*) que se sitúa desde una ranura estrecha hasta una ranura de ancho constante y aproximadamente igual a $0.8\lambda_0$. Se comprobó experimentalmente que la máxima longitud de la sección de anchura constante debía estar comprendida entre 4 y $5\lambda_0$.

Típicamente las antenas de tipo TSA tienen altos niveles de polarización cruzada en el plano de 45° . Los menores niveles para la componente contrapolar generalmente se alcanzan con las antenas de tipo Vivaldi, y una antena TSA típica muestra niveles comprendidos entre -5 y -15 dB con el 10%-30% de la potencia radiada en el modo de polarización cruzada (Kim *et al.* [24]).

En [25] se ha desarrollado una antena BLTSA (*Broken Linearly Tapered Slot Antenna*) a 35 GHz sobre un sustrato con permitividad relativa $\epsilon_r = 2.2$ que muestra un diagrama de radiación simétrico con una ganancia de 13-14 dB, un nivel de polarización cruzada de -11 dB, y una eficiencia de acoplamiento a un haz Gaussiano del 80%, calculada a partir del diagrama de potencia medido.

1.1.1.3. Antenas sobre Finas Membranas de Dieléctrico

El problema de los modos del sustrato es resuelto de una manera totalmente diferente por Rebeiz y Rutledge en [26] y [27]. La idea consiste en eliminar por completo el sustrato e integrar la antena en una fina membrana dieléctrica. El espesor de esta membrana es muy pequeño comparado con la longitud de onda, por lo que la antena radia en realidad en espacio libre. De esta manera se eliminan las pérdidas del dieléctrico y el diseño se puede adaptar fácilmente para distintas longitudes de onda empleando las técnicas y diseños de antenas en espacio libre. Dado que el material en el que se fabrica la membrana es silicio (o GaAs), los detectores y la electrónica se pueden integrar en el sustrato semiconductor de alrededor. La primera antena fabricada utilizando este método fue una antena log-periódica respaldada por una cavidad absorbente para aplicaciones de gran ancho de banda o por un espejo reflector para aplicaciones de poco ancho de banda. Este diseño proporcionó muy buenos diagramas de radiación con un nivel de -20 dB de polarización cruzada (Rebeiz *et al.* [28]). A continuación se muestra un tipo de array de antenas planas en el que se ha aplicado el concepto de membrana dieléctrica.

1.1.1.3.1. Antenas de Bocina Integradas y Arrays de Imágenes

Uno de los problemas de los arrays de imágenes de dos dimensiones es que, para una recepción eficiente, el área efectiva de la antena debe ser comparable al área de la celda de resolución, pero al mismo tiempo tiene que haber espacio para la electrónica y las conexiones. Este problema fue resuelto construyendo un array bidimensional de bocinas piramidales de silicio (o GaAs) integradas (Rebeiz *et al.* [26], [27]), tal y como se muestra en la Figura 1.10 y en la Figura 1.11. Dentro de cada bocina se sitúa un dipolo suspendido sobre una membrana dieléctrica de 1 μm de espesor. La bocina recoge la energía incidente en una celda de resolución y la concentra en la antena situada sobre la membrana. Todos los dipolos, detectores e interconexiones se encuentran integrados en la misma lámina de silicio, haciendo que esta implementación sea completamente plana. Una de las principales ventajas de este diseño es que los dipolos son mucho más pequeños que una celda unitaria: por lo general la membrana ocupa menos del 25% de la superficie de la lámina, y el resto de la lámina está disponible para las conexiones y la electrónica. Las pérdidas ocasionadas por la absorción del dieléctrico son eliminadas y el diseño se puede escalar fácilmente para diferentes longitudes de onda.

Como se puede observar en la Figura 1.11, el array de bocinas es una estructura apilada de láminas de silicio. La lámina posterior actúa como una cavidad reflectante mientras que la lámina frontal actúa como la boca de la bocina. Las aberturas en la lámina frontal fijan el tamaño de la apertura de las bocinas, mientras que su espesor determina la posición de los dipolos dentro de las bocinas piramidales. En la lámina posterior se realiza una abertura igual al tamaño de la

membrana, para dar lugar a una bocina piramidal con paredes laterales lisas. Dichas paredes son recubiertas con oro para reducir las pérdidas resistivas.

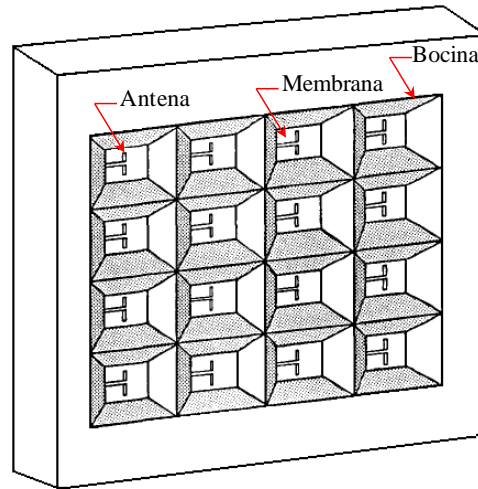


Figura 1.10. Array de imágenes para un sistema en la banda de milimétricas [26].

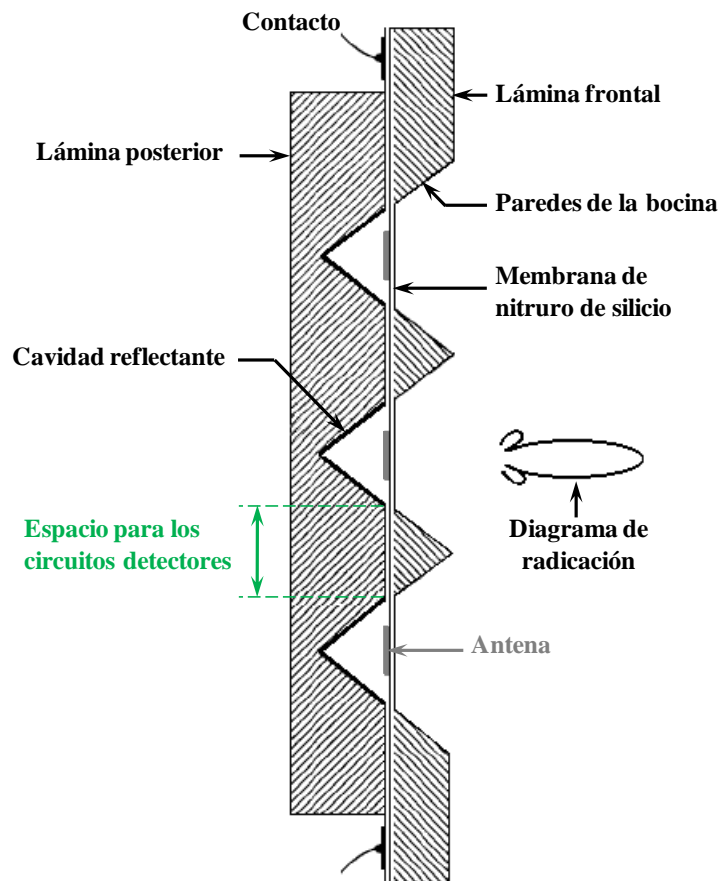


Figura 1.11. Sección transversal de un array de bocinas integradas. La alimentación del dipolo está integrada en la membrana y todos los detectores y la electrónica asociada están integrados en la lámina posterior [26].

1.2. Objetivos

En el presente proyecto se van a desarrollar elementos radiantes en la banda de 20 y 40 GHz que sirven de base para la realización de un “*Imaging array*” o cámara. La novedad que plantea el trabajo en frecuencias pertenecientes a la banda de milimétricas para el Grupo de Radiofrecuencia, ha hecho que este proyecto se desarrolle en bandas inferiores a 100 GHz. Así, en la banda de 20 GHz, se ha realizado el diseño de antenas, circuitos dobladores de frecuencia y transiciones de tecnología microstrip a stripline coplanar.

En primer lugar, en el Capítulo 2, se presenta una explicación teórica de la estructura de los diodos de barrera Schottky y diodos de unión, así como un análisis de las características de los varactores y diodos resistivos multiplicadores de frecuencia. Por último, al final del capítulo, se lleva a cabo el diseño y simulación de dos dobladores de frecuencia (de 10 a 20 GHz y de 20 a 40 GHz) realizados en tecnología microstrip y en los que se utiliza un diodo Schottky de GaAs para la generación de armónicos. No se ha podido obtener una caracterización práctica de estos circuitos debido a problemas de fabricación en estas bandas de frecuencia.

En el Capítulo 3 se muestra el diseño y simulación de dos dipolos antipodales $\lambda/2$ a las frecuencias de 20 y 40 GHz. Ambas antenas se han construido, pero únicamente se ha realizado la medida experimental del dipolo en la banda de 20 GHz, ya que las reducidas dimensiones del dipolo a 40 GHz no han permitido soldar el conector.

Seguidamente, en el Capítulo 4, se desarrolla el diseño de una transición de tecnología microstrip a stripline coplanar (CPS) para que la alimentación del dipolo se realice a través de dos líneas coplanares desfasadas 180°. De esta manera, será posible llevar a cabo la integración del elemento activo (el circuito doblador de frecuencia en tecnología microstrip) con el elemento radiante. El diseño y caracterización de la unión del dipolo con la transición microstrip-CPS se presenta en el Capítulo 5.

Para terminar, se expone una serie de conclusiones sobre el desarrollo del proyecto y posibles líneas futuras, así como el desglose del presupuesto total que ha sido necesario.

Capítulo 2

Diodos Multiplicadores de Frecuencia

2.1. Introducción

Una gran parte de la electrónica en cualquier sistema de comunicaciones de microondas se dedica a la generación de señales a frecuencias específicas. Habitualmente se necesitan señales de alta estabilidad y bajo ruido, las cuales se pueden obtener mediante la generación de armónicos a partir de una fuente muy estable de baja frecuencia, como un oscilador de cristal. La generación de armónicos es una de las tareas que mejor realizan los circuitos no lineales, por lo que en sistemas de generación de frecuencia se emplean ampliamente diodos varactores, diodos SRDs (*Step Recovery Diodes*) y diodos de barrera Schottky.

En la banda de microondas se utilizan frecuentemente circuitos de diodos varactores o SRDs como generadores de armónicos. Se trata de multiplicadores reactivos: hacen uso de la característica de no linealidad de la capacidad del diodo. Los varactores se utilizan principalmente para multiplicar señales de microondas a armónicos bajos, raramente más de cuatro veces la frecuencia de la fuente; mientras que los SRDs se utilizan para multiplicar señales en la banda UHF o en menor

frecuencia a armónicos muy altos. Ambos componentes son de banda estrecha y, cuando se diseñan adecuadamente, tienen buena eficiencia y bajo ruido.

Los diodos resistivos se emplean en ocasiones en multiplicadores de frecuencia de bajo orden. Estos multiplicadores son menos eficientes que los reactivos, pero pueden hacerse de banda muy ancha. Además, suele ser más fácil desarrollar un multiplicador resistivo que uno reactivo; ya que estos últimos son sensibles incluso a leves desintonizaciones y, por tanto, son muy difíciles de optimizar. Por el contrario, los multiplicadores resistivos son relativamente sencillos de ajustar y no son tan sensibles.

2.2. Diodos de Barrera Schottky y Diodos de Unión

Prácticamente todos los diodos mezcladores/multiplicadores de microondas y muchos varactores emplean uniones Schottky (metal-semiconductor) en lugar de tipo *point contact*⁴ o uniones *pn* (semiconductor *p*-semiconductor *n*). Estas últimas nunca se usan como diodos resistivos en circuitos de microondas, aunque a menudo se utilizan como varactores ya que tienen un efecto más capacitivo. Un diodo de barrera Schottky consiste en un contacto de metal depositado sobre un semiconductor; dichos contactos se pueden hacer con mucha mejor uniformidad que los *point contacts*, por lo que se pueden fabricar conjuntos de diodos con características eléctricas muy parecidas entre ellos. Otras ventajas del diodo Schottky sobre el *point contact* son que posee mejor disipación térmica (y por lo tanto puede trabajar con mayores niveles de potencia) y también tiene mejor sensibilidad. Además, los diodos Schottky no tienen las limitaciones del tiempo de recombinación de las uniones *pn*, lo que les habilita para trabajar a más alta frecuencia. Los diodos de barrera Schottky de silicio presentan un buen funcionamiento como mezcladores en frecuencias pertenecientes a la banda de milimétricas. Con los diodos de arseniuro de galio (GaAs), los cuales son algo más costosos, pueden realizarse mezcladores en la banda baja de terahercios (THz), debido a que es un semiconductor de mayor movilidad. Los varactores basados en diodos de barrera Schottky de arseniuro de galio, que generalmente tienen factores de calidad (Q) mayores que los varactores de silicio, se utilizan comúnmente en multiplicadores de frecuencia en la banda de milimétricas.

El diodo de barrera Schottky es quizás el dispositivo de estado sólido de microondas más simple que existe y el más sencillo de caracterizar con precisión. Las características de I/V y de capacidad de la unión se pueden expresar con simples ecuaciones cerradas que se ajustan de manera precisa a casi todos los

⁴ Los diodos de tipo *point contact* se construyen usando un cristal semiconductor de silicio o germanio dopado, que es “clavado” por una aguja metálica (de aquí la denominación de *point contact*).

propósitos. También existe la necesidad de realizar un *trade-off* entre precisión y simplicidad en el modelado del diodo. El modelo de diodo desarrollado en esta sección es preciso para frecuencias de al menos cientos de gigahercios y, con pequeñas modificaciones, para frecuencias incluso superiores.

2.2.1. Estructura y Fabricación

En la Figura 2.1 se muestra la estructura general de un diodo de barrera Schottky. Este diodo se fabrica con un sustrato tipo n (n^+) de alta conductividad (dado que la movilidad de los electrones es mayor en semiconductores dopados con impurezas de tipo n en lugar de tipo p , en los dispositivos Schottky de microondas se utilizan casi exclusivamente materiales tipo n). En la parte superior del sustrato se coloca una capa *buffer* de tipo n (n^+) de alta conductividad y muy pura para asegurar una baja resistencia en serie. El espesor del *buffer* es del orden de μm , y tanto éste como el sustrato se dopan tan fuertemente como sea posible, normalmente en el orden de 10^{18} atoms/ cm^3 para GaAs, algo superior para el caso del silicio, con lo que se obtiene una barrera de potencial muy estrecha que puede ser atravesada por efecto túnel⁵ en ambos sentidos. Por último, una capa epitaxial tipo n (a menudo denominada *epilayer*) se coloca encima del *buffer*. En los diodos mezcladores de GaAs, la *epilayer* tiene un espesor de $1,000\text{\AA}$ a $1,500\text{\AA}$ y se dopa con una concentración de impurezas moderada ($1 \cdot 10^{17} - 2 \cdot 10^{17} \text{cm}^{-3}$), lo que da lugar a una barrera de potencial suficientemente ancha como para que no pueda ser atravesada por efecto túnel, sino por otros mecanismos que permitan el paso de los electrones en un solo sentido, desde el semiconductor (donde la energía cinética de los electrones es mayor) al metal [30].

El contacto del ánodo de metal con la capa epitaxial constituye la unión rectificante. La metalización más habitual para el contacto rectificante se hace con capas de platino (o titanio) y oro cuando el semiconductor empleado es el GaAs. El metal del ánodo no suele cubrir toda la superficie superior del chip, sino que su tamaño y forma se eligen para obtener una combinación adecuada de capacidad de la unión y resistencia en serie para la aplicación prevista. El diámetro de los ánodos circulares en los diodos varía desde $1.5\mu\text{m}$ para frecuencias en la banda de milimétricas a $10\text{-}20\mu\text{m}$ en el caso de frecuencias más bajas. Por razones prácticas, en muchos diodos se define un gran número de ánodos en la superficie superior de un solo chip que se encuentran aislados entre sí por una capa de óxido (SiO_2). El contacto óhmico del cátodo generalmente se forma en la parte inferior del sustrato, aunque también se puede formar en la parte superior del diodo (por ejemplo, para los dispositivos *beam-lead*) si se emplean los medios adecuados para aislar el ánodo del cátodo y minimizar la capacidad parásita que aparece debido a su proximidad. Para realizar el contacto óhmico, en los diodos de GaAs se utiliza comúnmente una aleación de oro-germanio.

⁵ El efecto túnel es un fenómeno nanoscópico por el que una partícula viola los principios de la mecánica clásica penetrando una barrera de potencial o impedancia mayor que la energía cinética de la propia partícula.

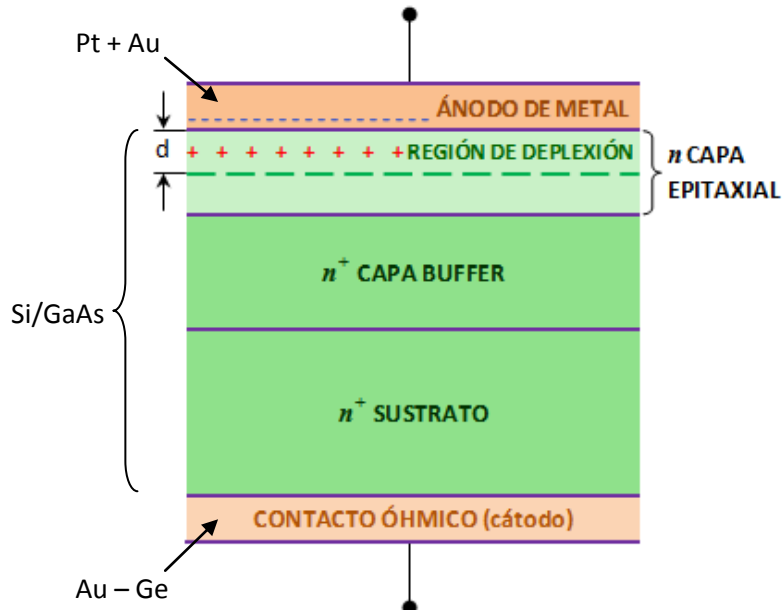


Figura 2.1. Sección transversal de un diodo de barrera Schottky [29].

2.2.2. Modelo del Diodo de Barrera Schottky

2.2.2.1. Capacidad de la Unión

El contacto del metal con el semiconductor permite que algunos de los electrones libres en el semiconductor se agrupen en la superficie del metal. El semiconductor que se encuentra inmediatamente debajo del ánodo (“región de deplexión”) se vacía de electrones y únicamente contiene iones donantes con carga positiva. A causa de estos iones se establece un campo eléctrico entre el ánodo y el semiconductor, el cual se opone a que haya más movimiento de electrones, y se alcanza así un estado de equilibrio. Además, también debido a este campo eléctrico, existe una diferencia de potencial entre el semiconductor neutro y el ánodo denominada “potencial de difusión” o voltaje de *built-in*.

La anchura de la región de deplexión se puede obtener a partir de la densidad de dopado y de los parámetros del material del semiconductor. De esta manera, la anchura de deplexión d de una unión ideal con dopaje uniforme epitaxial es:

$$d = \sqrt{\frac{2\phi\epsilon_s}{qN_d}} \quad (2.1)$$

donde ϕ es el potencial de difusión; N_d es la densidad de dopado, considerada uniforme en toda la capa epitaxial; ϵ_s es la permitividad eléctrica del semiconductor; y q es la carga eléctrica del electrón, $1.6 \cdot 10^{-19} \text{C}$. Si se aplica a la unión un voltaje de continua V , la anchura de la región de deplexión cambia:

$$d = \sqrt{\frac{2(\phi - V)\epsilon_s}{qN_d}} \quad (2.2)$$

Si la unión se polariza en inversa, la región de deplexión se hace más ancha y un mayor número de electrones se desplazan hacia el ánodo, dejando tras de sí más carga positiva en forma de átomos donantes ionizados. En cambio, si el diodo se polariza en directa, la región de deplexión se estrecha y queda menos carga positiva almacenada. Por tanto, una tensión negativa almacena más carga negativa en el ánodo, y una tensión positiva la reduce. La unión, como consecuencia, funciona como un condensador no lineal.

A medida que se aumenta la diferencia de potencial positiva en la unión, el campo eléctrico se hace más débil y presenta una barrera menor para los electrones, de modo que un mayor número de éstos poseen la energía térmica suficiente para atravesarla. Se establece así una corriente en directa proporcional al número de electrones con energía superior a la de la barrera, siendo este número una función exponencial de la altura de la barrera. Por tanto, la característica I/V del diodo es una función exponencial. Debido a que la conducción se produce casi exclusivamente como resultado de la emisión térmica de electrones (portadores mayoritarios) sobre una barrera, se dice que el diodo de barrera Schottky es un dispositivo de portadores mayoritarios.

En los diodos Schottky convencionales, la capa epitaxial nunca se vacía completamente de carga en el funcionamiento normal, incluso cuando se aplica una tensión en inversa muy elevada. Como consecuencia, entre la región de deplexión y la capa *buffer* siempre va a haber una zona de material donde no ha habido vaciamiento, especialmente con polarización directa, cuando la región de deplexión es más estrecha. Dado que este material tiene una resistividad relativamente alta, sobre todo comparada con la del sustrato, representa una resistencia parásita en serie con la unión del diodo.

En la Figura 2.2 se muestra el circuito equivalente de un diodo de barrera Schottky, que está compuesto por tres elementos, dos de los cuales –la capacidad de la unión y la conductancia– son no lineales. El tercer elemento, la resistencia parásita en serie R_S , también es no lineal, pero como sólo varía ligeramente cuando se aplica una diferencia de potencial positiva a la unión, normalmente se trata como una resistencia lineal. En el caso de un diodo varactor, el cual funciona con polarización en inversa, la resistencia en serie varía un poco más con la tensión de la unión, aunque incluso aquí R_S se aproxima como un elemento lineal.

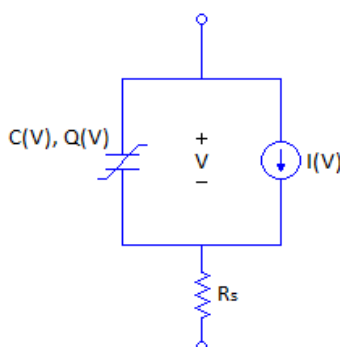


Figura 2.2. Circuito equivalente de un diodo de barrera Schottky [29].

A partir de un análisis simple se puede derivar una función muy precisa de la carga de la unión:

$$Q(V) = \frac{-C_{j0}\phi}{1-\gamma} \left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{1-\gamma} \quad (2.3)$$

Y la capacidad incremental de la unión en pequeña señal es:

$$C(V) = \frac{dQ}{dV} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma} \quad (2.4)$$

donde ϕ es el potencial de difusión y C_{j0} es la capacidad de la unión cuando el voltaje es cero. Si la unión está dopada uniformemente, el factor γ es 0.5. V es la diferencia de potencial aplicada a la unión, excluyendo la caída de tensión sobre la resistencia en serie, y se define como positiva si la unión está polarizada en directa. Las ecuaciones (2.3) y (2.4) son estrictamente válidas sólo si la capa epitaxial no se vacía nunca completamente. Cabe destacar que cuando se aplica una diferencia de potencial negativa a la unión, la capacidad de ésta es la misma que la de un condensador de placas paralelas separadas una distancia igual a la anchura de depleción y con constante dieléctrica igual a la del material semiconductor.

Si el dopado no es uniforme, (2.4) no describe adecuadamente la capacidad de la unión para un rango amplio de voltaje. En ese caso, (2.4) se puede aplicar por partes, con diferentes valores de γ para diferentes rangos de voltaje, o si no utilizar una expresión totalmente empírica. En ocasiones, el perfil de dopado de la capa n se diseña con el fin de maximizar o minimizar la no linealidad de la capacidad. Por ejemplo, en los diodos varactores, para incrementar su utilidad como elementos de ajuste controlados por voltaje o como multiplicadores de frecuencia eficientes, se requiere que la no linealidad de la capacidad sea tan fuerte como sea posible.

2.2.2.2. Característica I/V

La característica I/V de un diodo Schottky se puede expresar con una simple relación, que se deriva de la asunción de que la corriente se produce principalmente como resultado de la emisión termiónica de electrones sobre una barrera:

$$I(V) = I_{sat} \left(\exp\left(\frac{qV}{\eta KT}\right) - 1 \right) \quad (2.5)$$

donde q es la carga del electrón, K es la constante de Boltzmann, $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K, y T es la temperatura absoluta en Kelvin. El factor de idealidad η tiene en cuenta las imperfecciones inevitables de la unión y otros fenómenos secundarios que la teoría de emisión termiónica no puede predecir. η es siempre mayor que 1.0 y, para un

diodo correctamente fabricado, menor que 1.20. I_{sat} es la corriente inversa de saturación ($I(V) = I_{sat}$ si $V \rightarrow -\infty$) y su expresión es la siguiente:

$$I_{sat} = A^{**} T^2 W_j \exp\left(\frac{q\phi_b}{KT}\right) \quad (2.6)$$

donde A^{**} es la constante de Richardson modificada; W_j es el área de la unión; y ϕ_b es la altura de la barrera en voltios, una constante alrededor de 0.1V mayor que el potencial de difusión. A^{**} es aproximadamente $96 \text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{K}^{-2}$ para el silicio y $4.4 \text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{K}^{-2}$ para GaAs. No obstante, debido a efectos secundarios como la generación de carga e imperfecciones de la superficie en la unión, I_{sat} puede diferir del valor dado por (2.6), aunque esta expresión es útil para extraer algunas conclusiones generales. Por ejemplo, dado que el valor de la constante de Richardson en el GaAs es menor que en el silicio, el codo de la gráfica I/V se produce en un voltaje más alto para los diodos de GaAs que para los de silicio. Asimismo, esto implica que los dispositivos de GaAs son más sensibles a la temperatura.

En la Figura 2.3 aparece representada la corriente en función del voltaje para un diodo Schottky, tanto en coordenadas cartesianas lineales (a), como con escala logarítmica en el eje vertical (b). El gráfico de la Figura 2.3(b) es una línea recta con una pendiente de una década en corriente por cada cambio de $58.5\eta \text{ mV}$ en la tensión de la unión, a temperatura ambiente y para niveles de corriente bajos. Las imperfecciones en el diseño o fabricación del diodo se pueden identificar fácilmente por desviaciones de esta línea recta. Por ejemplo, un exceso de corriente por efecto túnel a bajos voltajes reduce la pendiente a casi la mitad de su valor típico, al igual que el daño en la unión debido a sobretensiones eléctricas. Para altos niveles de corriente, la gráfica se desvía de una línea recta debido a la caída de tensión en la resistencia parásita en serie, R_s .

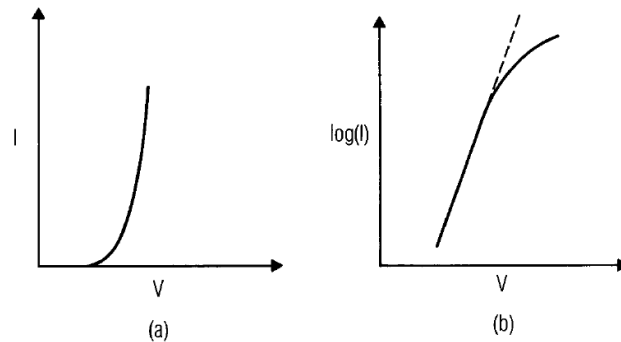


Figura 2.3. Corriente vs Voltaje de un diodo de barrera Schottky: (a) en coordenadas cartesianas; (b) con escala logarítmica en el eje vertical [29].

Para altos voltajes inversos, la ruptura de la unión es debida al efecto de avalancha. La tensión de ruptura por avalancha aumenta conforme disminuye la densidad de dopado, pero la resistencia en serie también se incrementa. Por tanto, en el diseño de diodos debe existir un *trade-off* entre una baja R_s y un alto voltaje

de *breakdown* en inversa. Los diodos de GaAs generalmente tienen una tensión de ruptura en inversa más alta que los de silicio, ya que, gracias a que la movilidad de los electrones es mayor en este semiconductor, se puede conseguir un valor más bajo de la resistencia en serie con menor dopado.

2.2.3. Diodos Mezcladores

Dado que los diodos de barrera Schottky prácticamente no presentan ningún efecto de portadores minoritarios, son dispositivos de conmutación muy rápidos. Como tales, son muy adecuados para su uso en diodos mezcladores, que a menudo se idealizan como conmutadores de alta frecuencia. Existen diodos Schottky de silicio de alta calidad disponibles a bajo coste y, para aquellas aplicaciones que requieren pérdidas de conversión y figura de ruido mínimas, los diodos de GaAs se pueden obtener por un coste ligeramente superior.

En la Figura 2.4 se muestra la sección transversal de un diodo mezclador. Su estructura vertical es idéntica a la que aparece en la Figura 2.1, pero aquí el área de la unión está definida con mayor precisión (el ánodo se forma como un punto circular). Normalmente los chips tienen varios ánodos para facilitar la conexión del cable del ánodo, o para permitir seleccionar un ánodo de un tamaño determinado.

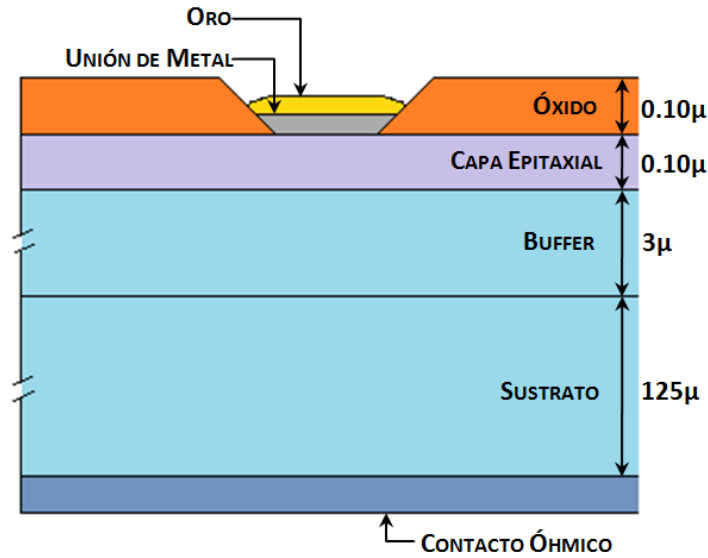


Figura 2.4. Sección transversal de un diodo. Las dimensiones indicadas son las típicas de un mezclador de frecuencia de alto rendimiento [29].

En funcionamiento, un diodo mezclador equivale a un diodo de resistencia variable o a un interruptor, que en muchos aspectos es lo mismo. La conductancia incremental en pequeña señal de la unión se puede obtener derivando (2.5):

$$g(V) = \frac{d}{dV} I(V) = \frac{q}{\eta KT} I_{sat} \exp\left(\frac{qV}{\eta KT}\right) \approx \frac{q}{\eta KT} I(V) \quad (2.7)$$

La conductancia de la unión es proporcional a la corriente en gran señal de la unión. Prácticamente todos los diodos mezcladores de barrera Schottky de alta frecuencia están uniformemente dopados, por lo que (2.4), con $\gamma = 0.5$, describe con precisión la capacidad de la unión. No obstante, en ocasiones no es válido asumir que la resistencia serie en continua (DC), que se puede obtener a partir de la Figura 2.3(b), representa la resistencia serie en las frecuencias de la banda de milimétricas. El efecto piel provoca que el valor de esta resistencia a alta frecuencia sea mayor que su valor en continua debido a que, en alta frecuencia, la corriente forma una fina capa en la superficie del chip y es casi cero en la masa del sustrato. El aumento de la longitud del camino y el área transversal reducida de esta fina capa de corriente, ocasiona un incremento de la resistencia serie del diodo.

Una figura de mérito de un diodo mezclador es la frecuencia de corte f_c . Esta frecuencia tradicionalmente se calcula a partir de los valores en continua, sin tener en cuenta el aumento de la resistencia serie que origina el efecto piel. La frecuencia de corte se define como:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \quad (2.8)$$

Las frecuencias de corte de los diodos mezcladores pueden ser muy altas, del orden de varios miles de gigahercios. Estas frecuencias tan altas no implican que se pueda utilizar un diodo en mezcladores a frecuencias de terahercios; f_c sólo es válida como una figura de mérito. Para conseguir un buen rendimiento, la frecuencia de corte de un diodo mezclador debe ser al menos 10 veces mayor que la frecuencia de funcionamiento del mezclador.

2.2.4. Varactores de Barrera Schottky

Los varactores multiplicadores de frecuencia a menudo se implementan como estructuras p^+ sobre sustratos tipo n , tanto en GaAs como en silicio. Debido a que las regiones p^+ son difíciles de fabricar uniformemente en los ánodos de tamaño pequeño necesarios para el funcionamiento a muy alta frecuencia, estos diodos se limitan a la región baja de las microondas y, en algunos casos, de las milimétricas. Además, a altas frecuencias es importante minimizar la resistencia en serie y maximizar la variación de la capacidad, y los varactores de barrera Schottky generalmente son superiores en estos aspectos. Los multiplicadores con frecuencias de entrada por encima de 50 GHz normalmente utilizan varactores de barrera Schottky (de GaAs) y a menudo generan potencia a la salida a frecuencias de varios cientos de gigahercios.

La estructura de un varactor de barrera Schottky es cualitativamente la misma que la de un diodo mezclador, mostrada en la Figura 2.4. Con el fin de lograr tanto un buen rendimiento como un alto nivel de potencia a la salida, los varactores requieren voltajes de ruptura mayores que los diodos mezcladores, por lo que la

densidad de dopado en la capa epitaxial es muy baja (típicamente de 10^{16} a 10^{17} atoms/cm³) y el área de la unión es relativamente grande. Este área proporciona una capacidad mayor de la que sería tolerable en un diodo mezclador, aproximadamente 0.1pF a 50Ghz, y, además, también facilita la disipación de calor (la mayor parte de la potencia de entrada al multiplicador se disipa en el diodo). Debido al bajo nivel de dopado, la resistencia serie de un varactor Schottky es mayor que la de un diodo mezclador del mismo tamaño, y la frecuencia de corte es significativamente menor.

El circuito equivalente de un diodo de barrera Schottky, mostrado en la Figura 2.2 y descrito por las ecuaciones (2.3) – (2.5), generalmente es válido para los varactores, siempre y cuando los parámetros sean debidamente modificados (especialmente C_{j0} y γ). El potencial de difusión suele ser 1V, mayor que el de un diodo mezclador, y, debido a los efectos de segundo orden, γ suele ser 0.45. I_{sat} también se ve modificada, aunque como el funcionamiento de un varactor normalmente no es en directa, la característica I/V descrita anteriormente es de interés secundario.

Se pueden definir varias figuras de mérito para los varactores, siendo una de las más importantes la “frecuencia dinámica de corte”, f_{cd} :

$$f_{cd} = \frac{S_{\max} - S_{\min}}{2\pi R_s} \quad (2.9)$$

donde S es la elastancia, o la inversa de la capacidad. S_{\min} es la elastancia mínima, que se alcanza cuando la tensión en la unión es igual al potencial de difusión, ϕ . S_{\min} se puede considerar despreciable, por lo que (2.9) se transforma en:

$$f_{cd} = \frac{S_{\max}}{2\pi R_s} \quad (2.10)$$

donde S_{\max} es la elastancia al voltaje inverso de ruptura o a otra tensión inversa estándar, a menudo -6V. Normalmente, S_{\max} no es igual a $1/C_{j0}$, por lo que se debe determinar con precisión cómo se define f_{cd} para cada varactor en concreto.

La frecuencia dinámica de corte es una medida importante: es posible conseguir varactores con una frecuencia de corte estática muy alta, como la definida por (2.8), pero con poca no linealidad. Tales dispositivos son ineficientes y tienen una baja f_{cd} .

Otra figura de mérito es el factor de calidad dinámico, Q_δ :

$$Q_\delta = \frac{S_{\max}}{2\pi f_0 R_s} = \frac{f_{cd}}{f_0} \quad (2.11)$$

donde f_0 es la frecuencia a la que se evalúa Q_δ .

Los varactores de barrera Schottky tienen un factor de calidad dinámico muy alto, permitiendo así obtener una buena eficiencia a frecuencias elevadas. No obstante, se debe tener en cuenta que si el nivel de potencia de entrada se aumenta más allá del punto en el que la unión empieza a conducir, la potencia de salida se satura. Los varactores de unión p^+n , aunque están limitados a frecuencias más bajas, evitan este problema.

2.2.5. Varactores de Unión p^+n

A las frecuencias de microondas se prefieren los varactores de silicio o GaAs de unión p^+n . La característica I/V de estos diodos tiene la misma forma general que en el caso de los diodos de barrera Schottky, expresada por (2.5), y la capacidad de la unión también sigue (2.4), aunque $\gamma \neq 0.5$. Los diodos p^+n presentan una mayor variación de la capacidad, lo que proporciona una mayor eficiencia con altos niveles de excitación. Estas propiedades son el resultado del largo tiempo de vida de los portadores minoritarios, lo que evita el uso de estos diodos en mezcladores. Cuando la unión se polariza en directa durante la parte positiva de un ciclo RF, se inyecta carga en la región de la unión. La mayor parte de esta carga (que consiste en huecos de la región p^+ inyectados en la región n) no dispone de tiempo suficiente para recombinarse con los electrones, por lo que se almacena momentáneamente y después se elimina cuando la corriente RF sea negativa. Dado que esta carga inyectada no conduce, sino que se almacena, la variación de la capacidad del diodo se incrementa. Este fenómeno se conoce como “almacenamiento de carga de difusión”.

La cantidad de carga de difusión acumulada puede ser muy grande, por lo que la capacidad en polarización directa es sustancial. Cuando el varactor se excita de manera que el pico de tensión se produce en el potencial de difusión y en el voltaje de ruptura inverso, se dice que el varactor está en su estado de conducción normal. Si se excita más, la unión conduce, causando almacenamiento de carga de difusión, y se dice que el varactor está en sobre-conducción.

Este fenómeno de almacenamiento de carga también está presente en el diodo de recuperación de paso (*step-recovery diode*, SRD). La principal diferencia funcional entre este diodo y un varactor p^+n es que la variación de la capacidad en el SRD se obtiene casi totalmente del almacenamiento de carga de difusión, mientras que el funcionamiento de un varactor p^+n depende menos de una alta capacidad de difusión que de la variación gradual de la capacidad sobre todo el rango de voltaje (inverso y directo).

Una desventaja de la estructura p^+n es el paso de difusión p requerido en su fabricación. El proceso de difusión limita el tamaño mínimo de la región p^+ , así como la mínima capacidad del diodo. La región p^+ también tiene una resistencia en serie mayor que el ánodo de metal de un diodo Schottky, por lo que los varactores p^+n tienen una frecuencia dinámica de corte (f_{cd}) menor que los varactores

Schottky. Estas propiedades limitan a los varactores p^+n a frecuencias inferiores a 50 GHz.

En la Figura 2.5 se muestra la sección transversal de un varactor de unión p^+n . La parte inicial de la fabricación de un varactor es muy similar a la de un diodo mezclador: una capa epitaxial n se coloca sobre un sustrato n^+ . Después tiene lugar la difusión de una región p sobre la capa epitaxial, y se forman los contactos óhmicos para el ánodo y el cátodo sobre las regiones p^+ y n^+ , respectivamente.

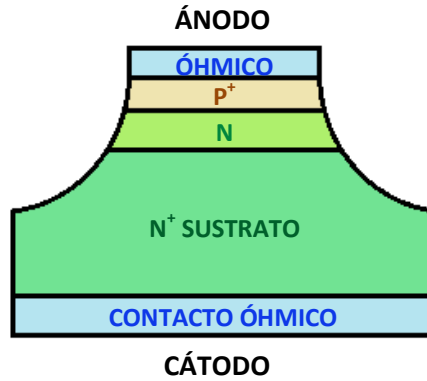


Figura 2.5. Sección transversal de un varactor p^+n . Esta estructura proporciona un mayor voltaje de ruptura que el diseño plano [29].

Una variante del varactor de difusión epitaxial es el varactor *punch-through*. La capa epitaxial de este dispositivo es tan fina que se vacía completamente a un voltaje en inversa moderado, normalmente la mitad de la tensión de ruptura. Este varactor satisface (2.4) cuando el voltaje en inversa es bajo. A un voltaje mayor, la capa epitaxial se vacía totalmente, y la característica C/V es casi plana. La ventaja de esta estructura es que reduce la sensibilidad frente a cambios en el nivel de potencia de entrada, comparada con la de un multiplicador que emplea un varactor convencional. Por otro lado, tiene el inconveniente de que reduce el rango de la capacidad, lo que implica un menor factor de calidad dinámico y una menor eficiencia.

La mayoría de los varactores p^+n de microondas se fabrican en silicio. El tiempo de vida de los portadores minoritarios es mayor en este semiconductor que en el GaAs, por lo que para el funcionamiento a bajas frecuencias (frecuencias de salida por debajo de 20 GHz), las propiedades de almacenamiento de carga de los diodos de silicio son mejores que las de los de GaAs. A frecuencias más elevadas, los dispositivos de GaAs tienen la ventaja de poseer una resistencia en serie menor y, como consecuencia, un mayor factor de calidad dinámico, Q_δ . No obstante, debido a la resistencia serie adicional de la región p^+ y su contacto óhmico, tanto los diodos p^+n de silicio como los de GaAs tienen menor factor de calidad que los diodos Schottky.

2.2.6. Modelado de un Varactor

2.2.6.1. Capacidad

Lo expuesto anteriormente indica que la expresión de la capacidad de la unión dada por (2.4) no se mantiene adecuadamente para la mayoría de los tipos de diodos varactores. Los dispositivos con estructura p^+n pueden tener dopado no uniforme y, por tanto, una característica C/V que se aparta de la ideal. Incluso los varactores de barrera Schottky pueden no seguir (2.4), ya que la variación de la capacidad disminuye rápidamente en el punto en el que el voltaje aplicado vacía la capa epitaxial. Como consecuencia, debido a que la estructura de los varactores puede ser muy diferente, el modelado y las funciones de la capacidad se deben diseñar para cada dispositivo en particular.

2.2.6.2. Resistencia Serie

La variación de la capacidad en los diodos varactores supone que la anchura de la región de depleción varíe considerablemente a lo largo de todo el rango del voltaje aplicado a la unión. Dado que la resistencia serie está compuesta en gran parte por la zona de la capa epitaxial no vacía, ésta también varía significativamente. Por tanto, la asunción de que esta resistencia es lineal, realizada en el modelo de la Figura 2.2, puede no ser válida en estos dispositivos.

En varactores ligeramente dopados, los electrones pueden acercarse a la velocidad de deriva de saturación en la capa epitaxial resistiva. Este fenómeno aumenta la resistencia incremental de una manera no lineal. Una aproximación para modelar la saturación en la resistencia serie es a través de la función:

$$I(V) = I_s \tanh\left(\frac{V}{I_s R_{s0}}\right) \quad (2.12)$$

donde R_{s0} es el valor de la resistencia serie cuando la corriente es baja e I_s es la corriente de saturación. Otra expresión [31] es:

$$V(I) = R_{s0} (I + \alpha I^7) \quad (2.13)$$

Esta expresión proporciona una característica de saturación más suave. Desafortunadamente, es más difícil invertir (2.13) para obtener $I(V)$, lo cual se requiere en los simuladores de circuitos.

2.2.6.3. Impedancia del Sustrato

Los diodos empleados en mezcladores y multiplicadores de frecuencia en la banda de las submilimétricas están sujetos a fenómenos adicionales que pueden afectar a su rendimiento. A frecuencias elevadas no se puede despreciar la inercia de los electrones en el sustrato, que da lugar a una componente inductiva de la

impedancia. Del mismo modo, el sustrato con pérdidas está sujeto a los efectos de relajación del dieléctrico, lo que supone una reactancia capacitiva. Estos efectos combinados originan una resonancia en paralelo en el rango de los terahercios, añadiendo una alta impedancia en serie con el diodo.

2.3. Varactores Multiplicadores de Frecuencia

2.3.1. Consideraciones de Ruido

La principal ventaja de los varactores multiplicadores de frecuencia es que, debido a que son dispositivos reactivos, generan muy poco ruido. Esta propiedad es particularmente valiosa cuando se requiere bajo ruido de fase: fuentes de oscilador local (OL) para aplicaciones radar y muchos tipos de sistemas de comunicaciones modulados en fase o en fase/amplitud. La fuente de ruido dominante en un varactor multiplicador es el ruido térmico de su resistencia en serie y de su circuito de pérdidas. Ambos son muy pequeños para un dispositivo y un circuito bien diseñados. Los multiplicadores de frecuencia que emplean varactores de barrera Schottky pueden conseguir alta eficiencia y bajo ruido a frecuencias de salida de varios cientos de gigahercios. Estos multiplicadores, alimentados con fuentes FET o Gunn, pueden generar una potencia de OL adecuada para mezcladores de un único diodo, con niveles de ruido de modulación en amplitud (ruido AM) muy bajos.

Aunque un multiplicador no introduzca ruido de fase por sí mismo, el proceso de multiplicación en frecuencia (incluso con un multiplicador ideal y sin ruido) incrementa inevitablemente este tipo de ruido. La razón de esta característica es que un multiplicador de frecuencia es en realidad un multiplicador de fase, por lo que multiplica tanto las desviaciones de fase como la frecuencia de la señal de entrada. La mínima degradación portadora a ruido (*carrier-to-noise*), ΔCNR , en decibelios, causada por un multiplicador de frecuencia ideal es:

$$\Delta\text{CNR} = 20\log(n) \quad (2.14)$$

donde n es el factor de multiplicación. Por tanto, un doblador de frecuencia ($n = 2$) degrada la CNR de la señal de entrada al menos 6 dB. Si el multiplicador es ruidoso, puede añadir más ruido de fase a la señal de entrada y la ΔCNR puede ser mayor.

Además del ruido de fase, el ruido AM también es una preocupación en muchos tipos de sistemas. Este ruido en el oscilador local (OL) puede ser un problema especialmente importante en receptores de bajo ruido: si la señal del OL tiene bandas laterales de ruido AM a la frecuencia de RF, ese ruido se puede convertir

hacia abajo (*down-conversion*) a la frecuencia intermedia (IF), aumentando significativamente la temperatura de ruido del receptor.

Los dispositivos de estado sólido empleados en fuentes de frecuencia o en cadenas de multiplicadores normalmente trabajan en saturación y sus efectos limitantes eliminan la mayor parte del ruido AM de la señal, pero no lo eliminan por completo. Por tanto, las fuentes que son inherentemente ruidosas (por ejemplo, dispositivos IMPATT), a menudo generan señales que tienen altos niveles de ruido AM, a pesar de cualquier limitación que pueda ocurrir. Utilizando un amplificador para aumentar el nivel de potencia de la señal, aunque trabaje en saturación, también se puede introducir una gran cantidad de ruido AM. El uso de mezcladores balanceados o filtros de banda estrecha en el puerto OL del mezclador puede reducir los efectos de este ruido; sin embargo, en algunos casos, no es posible emplear mezcladores o filtrado. Un sistema de OL que consista en una fuente FET o Gunn seguida de un varactor multiplicador, normalmente tiene un ruido AM mínimo y, por tanto, es la configuración preferida para sistemas en la banda de milimétricas.

2.3.2. Relaciones de Potencia y Limitaciones de Eficiencia

Manley y Rowe [32] desarrollaron un conjunto de relaciones generales entre la parte real de las potencias a todas las frecuencias de los armónicos en un condensador no lineal. Las relaciones de Manley-Rowe son válidas para cualquier condensador no lineal alimentado por una o dos señales a frecuencias no acordes. Estas relaciones son notables en el sentido de que no dependen directamente de la característica Q/V del condensador ni de los niveles de las excitaciones aplicadas. Las relaciones de Manley-Rowe se han aplicado a amplificadores paramétricos y a conversores superiores (*up-converters*), así como a varactores multiplicadores de frecuencia, y establecen los límites de potencia de estos componentes.

Las dos relaciones de Manley-Rowe son:

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{m,n}}{mf_1 + nf_2} = 0 \quad (2.15)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{nP_{m,n}}{mf_1 + nf_2} = 0 \quad (2.16)$$

donde f_1 y f_2 son las frecuencias de las dos señales de excitación, y $P_{m,n}$ es la potencia media real dentro del condensador a la frecuencia $|mf_1 + nf_2|$. (Nótese que, en este caso, las potencias de entrada a las frecuencias de excitación, $P_{1,0}$ y $P_{0,1}$, son las potencias absorbidas por la red, no las potencias disponibles de las fuentes).

Un multiplicador de frecuencia sólo tiene una única excitación, f_1 , por tanto $f_2 = 0$, el sumatorio sobre n se puede eliminar, y todos los términos de (2.16) son cero. La ecuación (2.15) se convierte en:

$$\sum_{m=0}^{\infty} P_m = 0 \quad (2.17)$$

donde P_m es la potencia en el diodo a la frecuencia mf_1 . La ecuación (2.17) indica que toda la potencia de entrada debe convertirse en potencia de salida a los armónicos de f_1 ; no se puede disipar nada en la unión reactiva.

Para conseguir una eficiencia óptima, no debe haber ninguna potencia con parte real en el circuito a cualquiera de los armónicos no deseados. Esta condición se garantiza cuando la unión del diodo se termina con una reactancia pura en todos los armónicos distintos del deseado. En la práctica, en cambio, la resistencia en serie del diodo impide tener una reactancia pura, y, por tanto, se disipa potencia en todos los armónicos. Para eliminar la disipación de potencia en la resistencia en serie, se podría poner el diodo en circuito abierto en todos los armónicos no deseados. Así, la corriente de los armónicos no deseados por la resistencia en serie sería cero y no se disiparía potencia. Otra aproximación sería poner el diodo en cortocircuito en todos los armónicos no deseados. De esta manera no se elimina la disipación de potencia en la resistencia en serie, pero se prevendría la disipación de potencia de los armónicos en la red de salida.

Ocurre, sin embargo, que en diodos con características C/V próximas a las del Schottky ideal o a la unión pn ideal, y en multiplicadores de frecuencia que generan armónicos mayores que el segundo, son preferibles las terminaciones en cortocircuito a la frecuencia de los armónicos no deseados. La función V/Q sigue la ley cuadrada, por lo que no puede generar componentes de voltaje más allá del segundo armónico a menos que también existan componentes armónicas de corriente. Por ejemplo, supongamos que el diodo se alimenta con una fuente de corriente ideal a la frecuencia de excitación y, por tanto, sólo posee terminaciones armónicas en circuito abierto. La característica Q/V de una unión ideal, uniformemente dopada, dada por (2.3), con $\gamma=0.5$, es:

$$Q(V) = -2C_{j0}\phi \left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{0.5} \quad (2.18)$$

que se puede reordenar para expresar V en función de Q :

$$V(Q) = \phi \left(\frac{Q_\phi^2 - Q^2}{Q_\phi^2} \right) \quad (2.19)$$

donde $Q_\phi = 2C_{j0}\phi$, es una constante. Si el diodo está en circuito abierto en todos los armónicos, la corriente no puede tener componentes armónicas y, en consecuencia, debe ser sinusoidal a la frecuencia fundamental. Debido a esto, la carga también varía de forma sinusoidal a la misma frecuencia. Si la dependencia del voltaje con Q sigue la ley cuadrada, también tiene que tener una dependencia cuadrada con la corriente. Elevar al cuadrado esta senoide únicamente produce segundos

armónicos; con lo cual, si el varactor está en circuito abierto en todos los armónicos, no puede haber componentes de voltaje a través de la unión en ningún armónico superior al segundo, y el multiplicador quedaría limitado a operaciones de segundo armónico. Con el fin de generar una salida en el tercer armónico, es necesario tener una gran componente de segundo orden de la corriente de la unión. De esta manera el tercer armónico aparece como el producto entre la corriente a la frecuencia fundamental y la corriente a la frecuencia del segundo armónico. Para obtener esta gran corriente en el segundo armónico debe haber un cortocircuito a través de la unión (llamado *short-circuit idler*) a la frecuencia del segundo armónico. De manera similar, para salidas en armónicos de orden mayor, se deben proporcionar trampas (*idlers*) a los armónicos intermedios. Por ejemplo, un cuadriplicador podría tener una trampa en el segundo armónico o bien trampas en el segundo y tercer armónicos.

La idea de que los varactores multiplicadores sólo puedan generar directamente armónicos de segundo orden es estrictamente válida únicamente para varactores que tengan la característica Q/V ideal mostrada en (2.18). En el caso de los varactores reales, la expresión de $Q(V)$ normalmente se aparta un tanto de (2.18) y se genera corriente a la frecuencia del segundo armónico debido a la tensión del segundo armónico que cae en la impedancia finita intrínseca. Además, debido a que las propiedades de carga-almacenamiento de un varactor p^+n aumentan la no linealidad de V/Q más allá de segundo grado, al alimentar el diodo se generan componentes de corriente y voltaje en armónicos mayores que el segundo. No obstante, tanto evidencias teóricas como experimentales indican que la utilización de trampas puede mejorar la eficiencia de los multiplicadores de frecuencia reactivos.

Las trampas normalmente son resonadores en cortocircuito que están separados de los circuitos de adaptación de entrada y salida. En la práctica, se realizan a través de una resonancia en serie que se escoge más por conveniencia que por un alto rendimiento. Frecuentemente, se emplea la resonancia en serie del paquete del varactor como una trampa a altas frecuencias, y se incluyen elementos de ajuste para sintonizar la frecuencia de resonancia al armónico deseado. Con esta técnica se obtiene un multiplicador muy compacto que se puede realizar fácilmente en un medio de transmisión de tira, aunque probablemente tiene un factor de calidad (Q) más bajo que un diodo montado en una guía con la cavidad (*idler*) independiente. Es importante maximizar el factor de calidad de la trampa en multiplicadores diseñados para tener una alta eficiencia, ya que las altas corrientes de la trampa deben circular por la resistencia de pérdidas del resonador. Esta resistencia, al igual que la resistencia en serie del diodo, puede generar pérdidas de potencia significativas. Por tanto, para una multiplicación en frecuencia de alta eficiencia se requiere una resistencia en serie pequeña y un alto factor de calidad.

Teóricamente, los multiplicadores de orden alto son más eficientes cuando tienen trampas a las frecuencias de todos los armónicos intermedios.

Desafortunadamente, en frecuencias de microondas es poco práctico tener más de una trampa, pudiéndose generar eficientemente armónicos de hasta orden cuarto. La dificultad de realizar varias trampas es uno de los factores que limitan el orden de multiplicación de un varactor multiplicador.

Finalmente, se analizarán dos detalles importantes. El primero es que la limitación de eficiencia establecida por las relaciones de Manley-Rowe es sólo parte de la historia. Estas relaciones muestran que toda la potencia de entrada se ha de transformar en potencia de salida a la frecuencia fundamental y en los armónicos. Este resultado es obvio debido a que un elemento reactivo (lineal o no lineal) no disipa potencia. Por tanto, la ganancia de potencia de un multiplicador de frecuencia utilizando un diodo ideal puede ser 1. Sin embargo, lo que realmente interesa es la ganancia de transducción (*transducer gain*) del multiplicador, no la de potencia, y las relaciones de Manley-Rowe no proporcionan ninguna información con respecto a esta ganancia de transducción. Para mostrar que la ganancia de transducción puede ser tan grande como la ganancia de potencia, se debe demostrar que es posible conseguir adaptación conjugada a la entrada del multiplicador. En ese caso, la potencia disponible es igual a la potencia de entrada, y el límite de Manley-Rowe es válido tanto para la ganancia de transducción como para la ganancia de potencia.

El segundo detalle es que las relaciones de Manley-Rowe no establecen simplemente un límite para la eficiencia de un varactor conversor de frecuencia, sino que describen una característica fundamental de cualquier reactancia no lineal. En el caso de un multiplicador de frecuencia, esta característica, expresada por (2.17), es coherente con la intuición: la suma de todas las componentes armónicas de potencia a la salida debe ser igual a la potencia de entrada. Esta relación es exactamente válida para la unión reactiva del diodo y no depende del nivel de excitación ni del circuito externo del multiplicador. Si el multiplicador está mal diseñado, la potencia de entrada puede ser baja, y la potencia de salida se disipa en la resistencia en serie y se desperdicia en armónicos no deseados. En cambio, si el circuito está bien diseñado, la potencia de entrada se acopla de manera eficiente a la unión del diodo, se minimizan las pérdidas en la resistencia en serie, y existe una potencia real significativa en el diodo sólo a las frecuencias de entrada y de salida deseadas. No obstante, en ambos casos, se satisfacen las relaciones de Manley-Rowe. Por lo tanto, aunque estas relaciones puedan establecer límites para la eficiencia de un multiplicador, no garantizan esa eficiencia. Conseguir una eficiencia óptima en un multiplicador de frecuencia requiere:

- Usar un varactor que tenga una baja resistencia en serie.
- Seleccionar un varactor que sea adecuado para la frecuencia y el nivel de potencia a los que va a funcionar el multiplicador.
- Emplear trampas.
- Adaptar las impedancias de entrada y de salida.

2.3.3. Diseño de Varactores Multiplicadores de Frecuencia

La Figura 2.6 muestra la estructura de un varactor multiplicador de frecuencia. Consta de un circuito de adaptación de impedancia tanto a la entrada como a la salida, un varactor, y M resonadores (*idlers*), $f_{i,1}, \dots, f_{i,M}$. El diseño de un multiplicador requiere estimar los parámetros de un diodo que sea apropiado para la frecuencia y el nivel de potencia del multiplicador, así como determinar la impedancia de la fuente y de carga. Una vez que se conocen estos valores, los circuitos de adaptación y los resonadores se pueden realizar de la manera convencional.

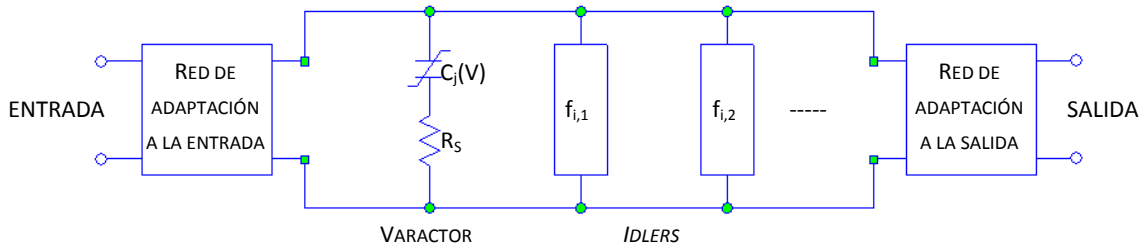


Figura 2.6. Varactor multiplicador de frecuencia. Los bloques $f_{i,n}$ son las trampas a la frecuencia del armónico de orden n . Los circuitos de adaptación a la entrada y a la salida no deben interactuar [29].

La base para el diseño de muchos multiplicadores de frecuencia ha sido el artículo de Burkhardt [33]. Sus resultados se presentan de manera normalizada y tabulada, por lo que se pueden usar en una amplia variedad de multiplicadores. Las asunciones y limitaciones del trabajo de Burkhardt son:

- Las trampas son resonadores en serie sin pérdidas (*short-circuit idlers*).
- Sólo se consideran las corrientes de entrada, de salida y del *idler*.
- Los circuitos de entrada/salida y las trampas resuenan con la elastancia media del diodo.
- El voltaje de la unión del diodo varía entre el voltaje inverso de ruptura (*reverse-breakdown voltage*) y ϕ .
- El factor de calidad dinámico (2.11) del varactor, evaluado a la frecuencia de salida, es mayor de 50.

El nivel normalizado de conducción del diodo, D , se define como:

$$D = \frac{q_{\max} - Q_B}{q_{\phi} - Q_B} \quad (2.20)$$

donde Q_B es la carga de deplexión al voltaje de ruptura o *breakdown* y q_{ϕ} es la carga cuando el voltaje de la unión alcanza ϕ . La carga q_{\max} es la carga máxima almacenada. Si la tensión de la unión apenas alcanza ϕ , $q_{\max} = q_{\phi}$ y $D = 1.0$. Este es el nivel máximo de conducción posible para un varactor Schottky de barrera, aunque, en la práctica, la tensión de la unión normalmente está limitada por la conducción de la resistencia a un valor menor que ϕ , por lo que $D < 1.0$. En un varactor p^+n , q_{\max} puede ser mayor que q_{ϕ} , por lo que D puede ser mayor que la

unidad. No obstante, en este caso la excursión positiva del voltaje de la unión se restringe a ϕ . Burkhardt suministra los datos para niveles de conducción desde $D=1.0$ a $D=1.6$.

Las Tablas 2.1 y 2.2 proporcionan los parámetros necesarios para diseñar varactores dobladores y triplicadores.

$\gamma = 0.5$			
Parámetro de diseño	$D = 1.0$	$D = 1.3$	$D = 1.6$
α	9.95	8.3	8.3
β	0.0227	0.0556	0.0835
$R_{in}\omega_1/S_{max}$	0.080	0.098	0.0977
$R_L\omega_1/S_{max}$	0.1355	0.151	0.151
S_{01}/S_{max}	0.50	0.37	0.28
S_{02}/S_{max}	0.50	0.40	0.34
$V_{dc,n}$	0.35	0.28	0.24

Tabla 2.1. Dobrador [33].

$(Idler \text{ a } 2\omega_1)$ $\gamma = 0.5$			
Parámetro de diseño	$D = 1.0$	$D = 1.3$	$D = 1.6$
α	11.6	9.4	9.8
β	0.0241	0.0475	0.0700
$R_{in}\omega_1/S_{max}$	0.137	0.168	0.172
$R_L\omega_1/S_{max}$	0.0613	0.0728	0.0722
S_{01}/S_{max}	0.50	0.36	0.26
S_{02}/S_{max}	0.50	0.38	0.31
S_{03}/S_{max}	0.50	0.38	0.30
$V_{dc,n}$	0.32	0.24	0.18

Tabla 2.2. Triplicador [33].

La eficiencia de conversión óptima, ε_c , y la potencia de salida, P_L , están relacionadas con dos parámetros tabulados, α y β , como se muestra a continuación:

$$\varepsilon_c = \exp(-\alpha/Q_\delta) \quad (2.21)$$

$$P_L = \beta \frac{\omega_1(\phi - V_b)^2}{S_{max}} \quad (2.22)$$

donde Q_δ viene dada por (2.11) y se evalúa en la frecuencia de salida (f_0). S_{max} es la máxima elastancia de la unión (la inversa de la mínima capacidad), V_b es el voltaje

de ruptura, y ω_1 es la frecuencia de entrada. Las tablas también incluyen las resistencias normalizadas de la fuente y de carga, R_{in} y R_L , y las elastancias medias de la unión a las frecuencias de entrada y salida, $S_{0,1}$ y $S_{0,n}$, donde n es el número del armónico de salida. Las tablas también proporcionan el voltaje de continua normalizado, $V_{dc,n}$:

$$V_{dc,n} = \frac{\phi - V_{dc}}{\phi - V_b} \quad (2.23)$$

y V_{dc} es el voltaje de continua real (es decir, no normalizado). V_{dc} se ajusta fácilmente de manera empírica para optimizar la eficiencia del multiplicador, por lo que no es un parámetro de diseño muy importante. Una vez que se conocen R_{in} , R_L , $S_{0,1}$ y $S_{0,n}$, el diseño de los circuitos de adaptación a la entrada y a la salida requiere adaptar los simples modelos de fuente y de carga que se muestran en la Figura 2.7.

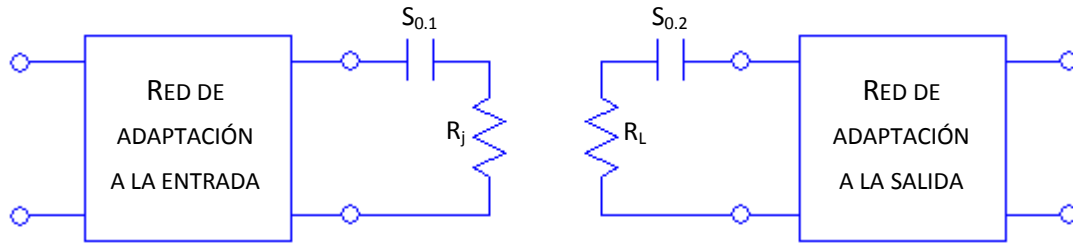


Figura 2.7. Modelos de entrada y de salida del varactor multiplicador de frecuencia [29].

2.3.4. Detalles Finales

2.3.4.1. Característica C/V y Modelado

Una limitación del proceso de diseño mostrado es que la característica C/V del diodo debe cumplir (2.4) en todos los voltajes entre el voltaje de ruptura y ϕ . Muchos diodos varactores modernos no tienen estas características C/V ideales, especialmente con altas tensiones inversas. En un diodo de barrera Schottky realizado por crecimiento epitaxial, un alto voltaje en inversa puede reducir la capa epitaxial (*epilayer*) antes de alcanzar el voltaje de ruptura y, más allá de esta tensión, la variación de la capacidad es mínima. En varactores p^+n *punch-through* o *dual-mode* (Sección 2.2.5), la característica C/V se adapta a propósito (ajustando el perfil de dopado) para que la variación de la capacidad de la unión sea mínima en altos voltajes inversos. Esta característica minimiza la sensibilidad al nivel de potencia de entrada y también puede mejorar la estabilidad. Cuando se utilizan estos dispositivos en multiplicadores, es mejor sustituir V_b o Q_B en las ecuaciones de (2.20) a (2.23) por la tensión en la que la curva C/V comienza a saturar.

2.3.4.2. Multiplicadores de Orden Alto

Una pregunta importante que a menudo surge en el diseño de multiplicadores es si es mejor realizar un multiplicador de orden alto mediante una sola etapa o a

través de una cascada de multiplicadores de orden bajo. En las tablas de [33] se puede observar que, en teoría, una cascada de multiplicadores de orden bajo tiene normalmente mayor eficiencia que un único multiplicador de orden alto. Sin embargo, antes de concluir que esto es cierto para cualquier aplicación, se deben considerar las pérdidas adicionales introducidas al poner dos multiplicadores en cascada (es necesario aislar las etapas) y especialmente el coste adicional de diseño, fabricación y pruebas de los dos componentes por separado, así como su hardware de interconexión. Cuando se incluyen estas consideraciones prácticas, la respuesta a la pregunta no está tan clara, y se debe responder en vista de los requisitos del sistema en el que se va a emplear el multiplicador.

2.3.4.3. Estabilidad

Los varactores multiplicadores de frecuencia son notoriamente inestables. Su inestabilidad es una especie de proceso caótico, no una simple oscilación. La estabilidad de cualquier circuito no lineal es difícil de evaluar analíticamente, pero puede tratarse de manera más directa desde un punto de vista práctico. Se ha observado que la mayoría de problemas de estabilidad encontrados en varactores multiplicadores de frecuencia son resultado de deficiencias en el diseño práctico y rara vez están inherentes en la naturaleza del componente. Por lo tanto, es mejor examinar la estabilidad desde un punto de vista práctico y notar algunas de las causas del comportamiento no deseado.

Para asegurar una buena estabilidad, la fuente de entrada y la carga de salida deben ser lineales y no variar con el nivel de entrada o de salida. No se debe alimentar el OL de un mezclador directamente desde un multiplicador, ni tampoco un multiplicador directamente de otro multiplicador, sino que se debería usar un aislador. Las redes de entrada y de salida no deben tener resonancias espurias, especialmente cerca de los armónicos o subarmónicos de las frecuencias de entrada o de salida, y las resonancias de la trampa se deben implementar eficazmente. En general, los circuitos de adaptación y de la trampa efectivos más sencillos tienen menos probabilidad de introducir inestabilidades. También es importante tener una excitación espectralmente limpia (no debe tener señales espurias significativas, armónicos o ruido).

2.3.4.4. Nivel de Continua (dc Bias)

Casi siempre es necesario suministrar una tensión de continua (*dc bias*) para polarizar el varactor empleado en el multiplicador, aunque a veces es posible autopolarizar el dispositivo. Incluso un varactor p^+n tiene corriente de continua causada por la rectificación a niveles altos de entrada. Introduciendo una resistencia en el camino de retorno DC del diodo, la corriente que se genera se puede usar para polarizar el diodo. La resistencia también ayuda a reducir la sensibilidad del nivel de potencia de salida al nivel de potencia de entrada. El diseño del circuito de

polarización a menudo tiene un fuerte efecto en la estabilidad. Las resonancias de baja frecuencia en el circuito de polarización son una causa común de inestabilidad.

2.3.4.5. Ruido

Los varactores multiplicadores son dispositivos de bajo ruido, por lo que incluso pequeños niveles de ruido pueden ser un problema.

El ruido en varactores multiplicadores puede surgir de varias fuentes:

1. La resistencia en serie genera ruido térmico. En un multiplicador bien diseñado, esta es la fuente dominante de ruido.
2. Si un diodo varactor Schottky se pone en condiciones de conducción suficientes para que rectifique, se genera ruido impulsivo o *shot*. La ruptura por avalancha también genera altos niveles de ruido impulsivo.
3. Cuando los portadores se aceleran en un campo eléctrico alto, el incremento de energía hace que su temperatura sea mayor que la de la red que lo circunda. El resultado es un incremento del ruido térmico.
4. Cuando los dispositivos de arseniuro de galio (GaAs) tienen un fuerte campo eléctrico, los portadores pueden dispersarse desde su nivel de energía normal y de alta movilidad hacia un valle con un nivel de movilidad bajo. El cambio resultante en la velocidad de los electrones origina un ruido de dispersión entre valles.
5. Las trampas cerca de la zona de unión generan ruido de baja frecuencia o ruido *flicker* ($1/f$). Aunque este ruido rara vez llega a la región de microondas, puede modular la señal aplicada al multiplicador a través de la no linealidad inherente del varactor. Este efecto puede aumentar el ruido de fase de una señal más allá de lo que se esperaba.

La incorporación de estas fuentes de ruido en el diseño de un multiplicador requiere un software de modelado de ruido y análisis de circuitos capaz de realizar un análisis completo de ruido no lineal. En la práctica, en cambio, el ruido del multiplicador normalmente puede hacerse insignificante con un diseño adecuado, evitando la sobre-conducción en los dispositivos Schottky, y usando un varactor de alta calidad.

2.3.4.6. Consideraciones de Alta Frecuencia

Los multiplicadores de frecuencia que utilizan varactores de barrera Schottky se emplean a menudo para generar energía en la banda de milimétricas o submilimétricas. A frecuencias tan elevadas, fenómenos adicionales afectan el rendimiento y se deben considerar en el diseño. La mayoría están asociados con la resistencia en serie del diodo. Incluyen (sección 2.2.6):

- Aumento de la resistencia en serie debido al efecto piel.
- Efectos de velocidad-saturación en la capa epitaxial de no depleción.
- Aumento de la impedancia del sustrato debido a resonancias del plasma.

2.4. Diodos Resistivos Multiplicadores de Frecuencia

Los multiplicadores de frecuencia basados en diodos resistivos (por ejemplo, diodos de barrera Schottky) no se han utilizado ampliamente en sistemas de microondas debido a que son significativamente menos eficientes que los varactores multiplicadores, y están limitados por la potencia de salida. Además, su eficiencia decrece rápidamente conforme aumenta el número de armónicos, por lo que los diodos resistivos multiplicadores raramente son prácticos para generar armónicos de orden mayor que 2. Sin embargo, estos multiplicadores resistivos tienen buena estabilidad y son capaces de proporcionar un amplio ancho de banda, por lo que se complementan muy bien con varactores multiplicadores y pueden ser una opción atractiva para el diseño de un sistema de microondas.

Teóricamente, la eficiencia de los multiplicadores resistivos es como máximo $1/n^2$, que es peor que la de los multiplicadores reactivos. Si el ruido AM no es un problema, la salida del multiplicador se puede amplificar con un amplificador FET o HBT.

2.4.1. Análisis y Diseño Aproximado de Dobladores Resistivos

La Figura 2.8 muestra una representación canónica de un multiplicador resistivo. El símbolo de diodo representa un diodo resistivo ideal, un dispositivo Schottky sin efecto capacitivo en la unión (la capacidad en la unión normalmente es insignificante en estos multiplicadores). La resistencia en serie R_S se muestra separada del diodo. R_j es la impedancia de la fuente a f_1 , y R_L es la impedancia de carga a $2f_1$. Los bloques marcados como f_1 y $2f_1$ son filtros resonantes en paralelo ideales, es decir, tienen impedancia infinita a las frecuencias f_1 y $2f_1$, respectivamente, e impedancia cero en el resto de frecuencias. Debido a las propiedades de estos resonadores, sólo en estas dos frecuencias existen componentes de tensión a través de la combinación del diodo- R_S , y únicamente circulan corrientes de la frecuencia fundamental y del segundo armónico en los bucles de entrada y de salida, respectivamente. V_1 es la magnitud (valor de pico) de la componente fundamental del voltaje de la unión del diodo $V_j(t)$, y V_2 es la magnitud del segundo armónico del voltaje a través de R_L . De manera similar, I_1 e I_2 son los valores de pico de la componente fundamental y del segundo armónico de la corriente de la unión del diodo $I_j(t)$. El voltaje de la fuente $V_S(t)$ es una senoide de frecuencia f_1 . También puede existir tensión de continua de polarización.

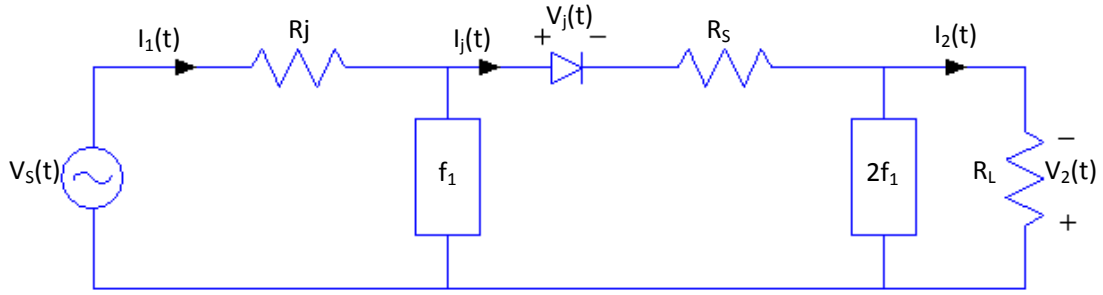


Figura 2.8. Circuito de un doblador resistivo de frecuencia. f_1 y $2f_1$ son resonadores LC en paralelo ideales a la frecuencia fundamental y al segundo armónico, respectivamente [29].

El funcionamiento del multiplicador se puede entender imaginando primero que el diodo está cortocircuitado en todos los armónicos excepto en el fundamental, una condición que se puede establecer haciendo $R_L = 0$, y que por el diodo circula una alta corriente de pico (≥ 25 mA) suministrada por $V_s(t)$. Bajo estas condiciones, la forma de onda de la corriente, mostrada en la Figura 2.9, es una serie de pulsos, en fase con la excursión positiva de $V_s(t)$ y con forma muy parecida a medios cosenos. El ciclo de trabajo de los pulsos es cercano al 50%. Asumiendo que la forma de onda de la corriente se puede aproximar a una serie de pulsos de medios cosenos, a través del análisis de Fourier se obtiene que la componente fundamental de la corriente, I_1 , es:

$$I_1 = 0.5I_{\max} \quad (2.24)$$

donde I_{\max} es la corriente de pico de la unión. Análogamente, la componente de corriente del segundo armónico, I_2 , es:

$$I_2 = \frac{2}{3\pi} I_{\max} \approx 0.2I_{\max} \quad (2.25)$$

También cabe destacar que la componente continua de corriente de la unión, I_{dc} , es:

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} I_{\max} \quad (2.26)$$

Debido a la resistencia de la fuente, el voltaje de la unión $V_j(t)$ tiene más componentes armónicas, no sólo la primera y la segunda. En el dominio del tiempo, $V_j(t)$ es una senoide recortada. Si $R_s \ll R_j$, la magnitud de la componente fundamental de $V_j(t)$ es:

$$V_1 = 0.5(V_s + V_f) \quad (2.27)$$

donde V_s es el valor de pico de $V_s(t)$, y V_f es la tensión en directa del diodo, aproximadamente 0.6V para diodos de silicio y algunas décimas de voltio mayor para GaAs.

Si ahora el valor de R_L se va aumentando lentamente, por ella circula una corriente I_2 que genera una tensión $V_2(t)$, la salida del segundo armónico, mostrada en la Figura 2.9. Mientras R_L sea pequeña, I_2 permanece aproximadamente constante, por lo que la salida del segundo armónico aumenta con R_L . Sin embargo, la fase de $V_2(t)$ es tal que reduce el valor positivo de pico de $V_j(t)$, y, por tanto, el valor de pico de $I_j(t)$, I_{\max} . Esta reducción de I_{\max} reduce el valor de I_2 , y finalmente se alcanza un punto donde los niveles de potencia de salida empiezan a decrecer. Si el valor de R_L se aumenta aún más, V_2 también aumenta y finalmente el segundo armónico de la corriente de la unión se hace evidente como una hendidura en el pico del pulso de corriente.

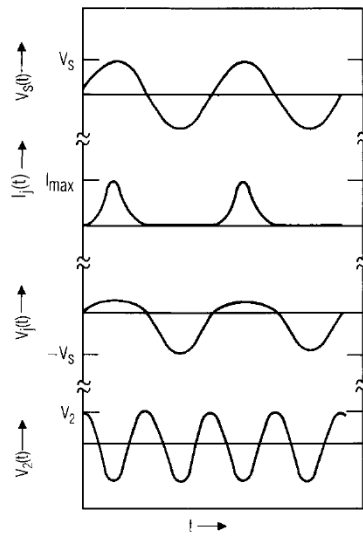


Figura 2.9. Formas de onda del voltaje y de la corriente en un doblador resistivo [29].

El efecto de la magnitud de R_L en la forma del pulso de corriente se muestra en la Figura 2.10. A primera vista parece que el pulso de corriente de la Figura 2.10(c) (R_L grande) tiene una fuerte componente de segundo armónico. No obstante, este segundo armónico es de hecho relativamente débil porque la corriente de pico I_{\max} es mucho menor cuando el valor de R_L es mayor que el óptimo. Estudios de los multiplicadores resistivos indican que la eficiencia óptima se consigue con el valor de R_L donde la corriente de pico del diodo empieza a ser comprimida por el segundo armónico.

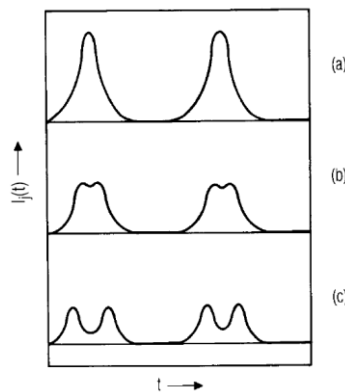


Figura 2.10. Forma de onda de la corriente en el diodo: (a) $R_L=0$; (b) R_L óptima; (c) R_L mayor que la óptima. La corriente de pico es mayor en (a) y menor en (c) [29].

Para diseñar un multiplicador, es necesario determinar la resistencia de entrada a f_1 , la resistencia óptima de carga a la salida, R_L , y la potencia de salida como una función de la potencia de entrada. La impedancia de entrada de la unión es el cociente entre el voltaje a la frecuencia fundamental y la corriente en la unión:

$$R_j = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_S}{I_{\max}} \quad (2.28)$$

La impedancia de entrada es simplemente la suma de esta impedancia y de la resistencia en serie:

$$R_{in} = R_j + R_S \quad (2.29)$$

La potencia de entrada del multiplicador es igual a la suma de la potencia real de la unión más la potencia disipada en R_S , en todos los armónicos, menos la potencia de salida. Si $R_S \ll R_j$, domina la potencia de la frecuencia fundamental, entonces:

$$P_{in} \cong \frac{1}{2} V_1 I_1 + \frac{1}{2} I_1^2 R_S = \frac{1}{8} I_{\max}^2 (R_j + R_S) \quad (2.30)$$

La eficiencia de un multiplicador resistivo es invariablemente muy pequeña, debido a que la mayor parte de la potencia de entrada se disipa en la unión del diodo y en su resistencia en serie a la frecuencia fundamental, y muy poca se convierte en armónicos. Cuando la entrada se encuentra adaptada, la potencia disponible de la fuente es igual a P_{in} , por tanto:

$$P_{disp} = P_{in} = \frac{1}{8} I_{\max}^2 (R_j + R_S) \quad (2.31)$$

Consideramos ahora la salida. En el pico del ciclo de excitación, todas las componentes del voltaje a través del diodo deben ser igual a la tensión en directa. Sumando estas tensiones alrededor del bucle de salida se obtiene:

$$V_f = V_1 - V_2 + V_{dc} - I_{\max} R_S \quad (2.32)$$

o

$$V_2 = V_1 - I_{\max} R_S + V_{dc} - V_f \quad (2.33)$$

donde V_{dc} es el voltaje de polarización. En (2.32) y (2.33) se ha asumido que sólo son significantes el primer y el segundo armónico de $V_j(t)$. El valor $V_{dc} - V_f$ no es más de unas décimas de voltio, por lo que se puede despreciar. V_2 resulta por tanto:

$$V_2 = V_1 - I_{\max} R_S \quad (2.34)$$

A partir de (2.24) y (2.28), se puede expresar (2.34) de manera más conveniente como:

$$V_2 = 0.5I_{\max} (R_j - 2R_s) \quad (2.35)$$

De los cálculos de balance armónico encontramos que el valor de V_2 dado por (2.35) es demasiado grande, lo que resulta en un valor de R_L demasiado alto y la forma de onda de la corriente es similar a la mostrada en la Figura 2.10(c). Este resultado ocurre debido a que la característica exponencial I/V del diodo causa que la corriente sea muy sensible al voltaje aplicado a la unión. El valor de V_2 dado por (2.35) no es precisamente correcto por dos razones: en primer lugar, V_1 es una aproximación y, en segundo lugar, V_2 se determina sólo en un único instante, en el pico del ciclo de excitación, y no incluye efectos de altos voltajes durante el período de la forma de onda del voltaje de la unión. Empíricamente se halla que un mejor valor de V_2 es aproximadamente una tercera parte del dado por (2.35). Por tanto:

$$V_2 \approx 0.167I_{\max} (R_j - 2R_s) \quad (2.36)$$

La impedancia de carga es:

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} = 0.833(R_j - 2R_s) \quad (2.37)$$

en donde se ha usado (2.25) para expresar I_2 .

La potencia de salida es:

$$P_L = 0.5I_2^2 R_L = 0.0167I_{\max}^2 (R_j - 2R_s) \quad (2.38)$$

La ganancia disponible máxima de conversión, $G_{disp,max}$, se obtiene a partir de (2.38) y (2.31):

$$G_{disp,max} = \frac{P_L}{P_{disp}} \bigg|_{\text{input matched}} = 0.133 \frac{(R_j - 2R_s)}{(R_j + R_s)} \quad (2.39)$$

Una implicación de (2.39) es que los multiplicadores resistivos tienen baja eficiencia. Incluso si la resistencia parásita en serie R_s fuera cero, (2.39) implica que la eficiencia de conversión máxima de un doblador resistivo es sólo 0.133, o -8.8 dB. Estas altas pérdidas son el resultado inevitable de la disipación de energía en la unión del diodo. No obstante, (2.39) es una aproximación, por lo que el límite de -8.8 dB también debe considerarse aproximado. Sin embargo, es difícil que la eficiencia sea mayor de 1 dB. Los dobladores de diodos resistivos, en la práctica, generalmente tienen pérdidas de conversión de al menos 9 ó 10 dB.

2.5. Diseño de Dobladores de Frecuencia

A continuación se presenta el diseño de un doblador resistivo de frecuencia en tecnología microstrip.

La señal de entrada al circuito es:

- Señal de referencia $f_{in} = f_0$ (procedente de un oscilador local): señal de bombeo para conseguir el funcionamiento no lineal del diodo.

La señal de salida es:

- Señal $2f_0$, que corresponde al segundo armónico de la señal de entrada que se genera en el elemento no lineal.



Figura 2.11. Ilustración del funcionamiento de un doblador de frecuencia.

La herramienta software empleada para el diseño y simulación del doblador de frecuencia ha sido Microwave Office®.

2.5.1. Especificaciones y Componentes

Se realizarán dos dobladores, cuyas frecuencias de entrada serán 10 y 20 GHz, respectivamente. En cuanto a la potencia disponible a la entrada, se ha escogido un valor de $P_{in} = 10$ dBm.

El elemento no lineal empleado para la generación del segundo armónico de la señal de entrada ha sido el diodo de barrera Schottky de GaAs MA4E1317, del fabricante M/A-COM. Este dispositivo posee una frecuencia de corte elevada, lo que permite su uso en la banda de milimétricas (hasta 80 GHz). El diodo individual se ha modelado según su modelo no lineal tipo SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*), cuyos parámetros se muestran en la Tabla 2.3. Se trata de un modelo a gran señal y su equivalente circuital es el representado en la Figura 2.2. El comportamiento estático se modela por la relación exponencial I/V expresada en (2.5) a través de dos parámetros: la corriente de saturación (I_{sat}) y el factor de idealidad (η). El comportamiento dinámico se representa por el condensador $C(V)$ no lineal, que es la suma de la capacitancia de difusión C_d (proporcional a la corriente del diodo $I(V)$) y la capacitancia de la unión, C_j , dada

por (2.4). La capacitancia de difusión está asociada con los portadores minoritarios almacenados en las regiones neutras y sigue la siguiente expresión:

$$C_d = \frac{q}{\eta KT} I(V) \tau \quad (2.40)$$

Por tanto, la capacitancia total será:

$$C(V) = C_d + C_j = \frac{q}{\eta KT} I(V) \tau + \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma} \quad (2.41)$$

Parámetro del modelo	Símbolo	Nombre SPICE	Unidades	Valor
Corriente de saturación inversa	I_{sat}	IS	mA	10^{-8}
Factor de idealidad	η	N		1.5
Resistencia en serie	R_s	RS	Ω	4
Voltaje de <i>built-in</i>	ϕ	VJ	V	0.323
Capacidad de la unión a 0V	C_{j0}	CJ0	pF	0.02
Coefficiente de clasificación de la unión	γ	M		0.5
Tiempo de tránsito	τ	TT	μs	10^{-5}
Voltaje de ruptura	V_b	BV	V	7
Corriente al voltaje de ruptura	I_{Vb}	IBV	mA	0.1
Energía del gap	E_G	EG	eV	0.69

Tabla 2.3. Parámetros del modelo SPICE del diodo MA4E1317.

Estos parámetros se han introducido directamente en el elemento no lineal SDIODE de Microwave Office[®] y, a partir del esquemático que se muestra en la Figura 2.12, se ha simulado el comportamiento de la corriente del diodo en función de su voltaje (Figura 2.13).

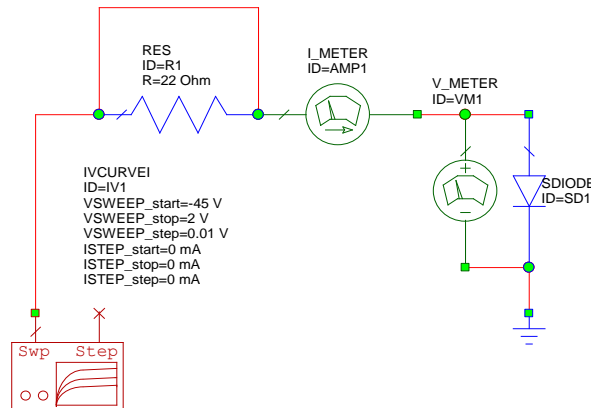


Figura 2.12. Esquemático para simular el comportamiento del diodo MA4E1317.

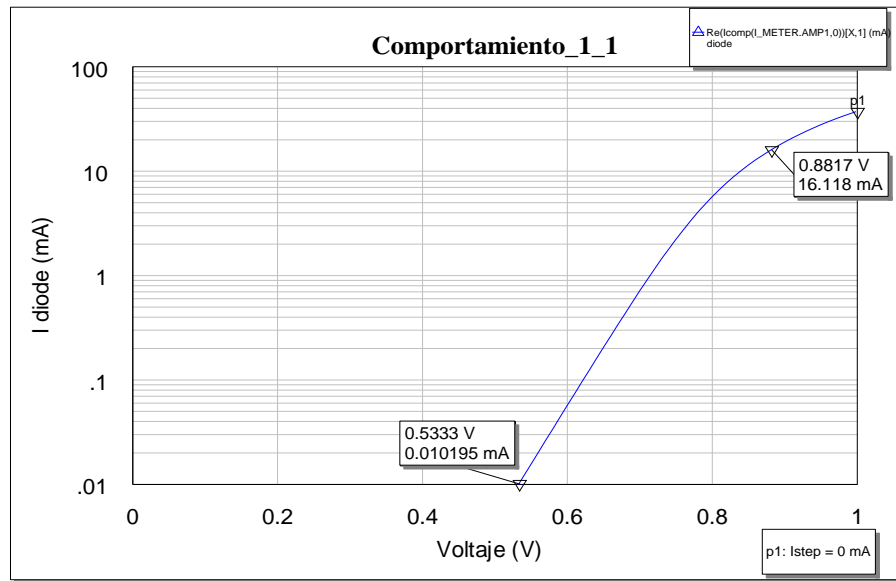


Figura 2.13. Corriente vs. Voltaje del diodo MA4E1317 modelado en Microwave Office®.

La Figura 2.13 se puede comparar con la gráfica que aparece en las hojas de características del diodo MA4E1317, la cual se muestra en la Figura 2.14 (temperatura 25°C). Se observa que la forma de la corriente en función de la tensión en ambos casos es muy similar, por lo que se puede concluir que el modelado del diodo es correcto.

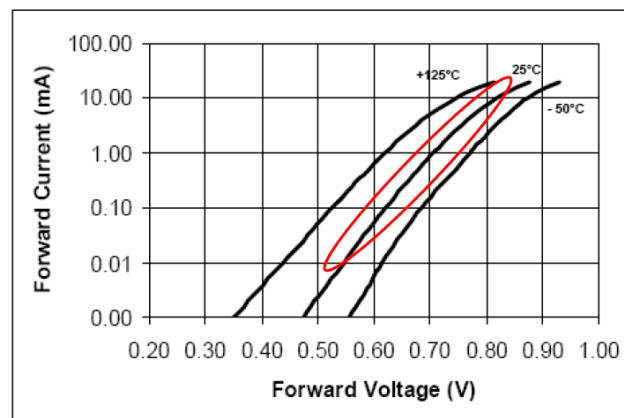


Figura 2.14. Corriente vs. Voltaje del diodo MA4E1317.

En cuanto al tipo de sustrato empleado, se ha seleccionado el RT/duroid® 5880 del fabricante ROGERS, que se trata de un compuesto de teflón (PTFE) reforzado con microfibra de vidrio, cuyas características son las siguientes:

- Permitividad relativa: $\epsilon_r = 2.2$
- Factor de pérdidas: $\tan \delta = 0.0009$
- Espesor del dieléctrico: $H = 0.127 \text{ mm}$
- Espesor del cobre: $T = 35 \text{ }\mu\text{m}$

La constante dieléctrica de este sustrato es uniforme sobre un gran rango de frecuencias y su bajo factor de pérdidas permite su uso en aplicaciones de la banda de milimétricas.

2.5.2. Dobrador de 10 a 20 GHz

La topología simplificada del doblador realizado puede observarse en la Figura 2.15. Los bloques f_1 y f_2 representan resonadores en paralelo a f_0 (10 GHz) y $2f_0$ (20 GHz), respectivamente. Estos resonadores se implementarán mediante stubs en paralelo.

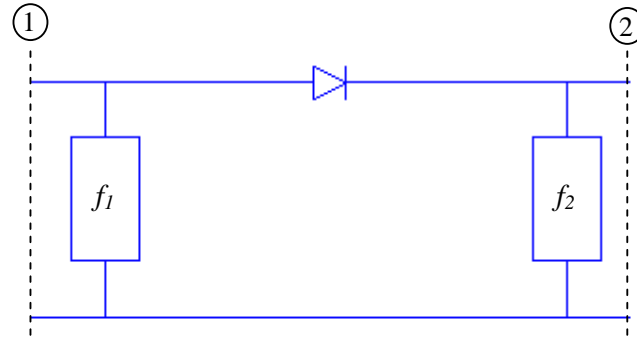


Figura 2.15. Topología simplificada del doblador de frecuencia.

2.5.2.1. Simulación con Líneas de Transmisión Ideales

En primer lugar, se ha diseñado un circuito simplificado con líneas de tipo *TLIN*, las cuales simulan una línea de transmisión ideal y libre de pérdidas. Su esquemático se muestra en la Figura 2.16. El stub de longitud $\lambda/4$ a 10 GHz acabado en cortocircuito a la entrada representa un abierto a f_0 . Por otro lado, el terminado en abierto presenta un corto a 10 GHz a la salida. El último stub, de longitud $\lambda/4$ a $2f_0$ y acabado en cortocircuito, produce un abierto a 20 GHz a la salida. Como puerto de entrada se ha empleado un puerto del tipo *Balance Armónico*, en el cual se especifican la frecuencia y la potencia de la excitación, en este caso 10 GHz y 10 dBm, respectivamente. El puerto de salida es de tipo lineal. Las longitudes e impedancias características de los tramos de línea TL1 y TL3 se han optimizado mediante la herramienta *Tune* de Microwave Office® para mejorar la adaptación del diodo y reducir las pérdidas de conversión. Se dice que este tipo de circuito es ‘autopolarizado’, puesto que no se emplea una fuente de alimentación externa para fijar el punto de trabajo del diodo en continua (DC).

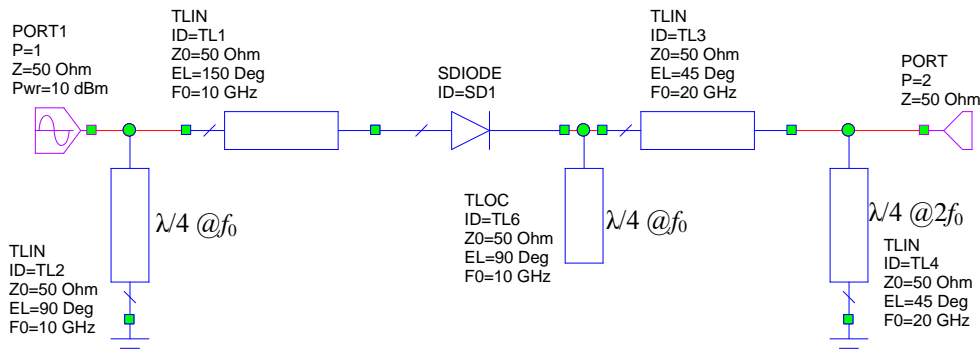


Figura 2.16. Esquemático del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.

La adaptación del diodo depende de la potencia de la señal de entrada a f_0 , por lo que debe realizarse en condiciones de ‘gran señal’. Para ello se ha utilizado una medida del tipo *Large Signal S-Parameter at Harmonic* – LSSnm cuyos parámetros, y sus valores correspondientes para medir la adaptación a la entrada (LSS₁₁), son los siguientes:

- *Port (To)*: PORT_1
- *Port (From)*: PORT_1
- *Harmonic Index (To)*: 1
- *Harmonic Index (From)*: 1

Esta medida requiere que el puerto “From” sea un puerto en el que se especifique la potencia y frecuencia de excitación. Además, también permite la selección de la frecuencia de los armónicos tanto para el puerto “From” como para el “To”, pudiendo obtener de esta manera una medida de las pérdidas de conversión. Para realizar dicha medida (LSS₂₁) se ha de relacionar la señal de salida en el puerto 2 (a la frecuencia $2f_0$) con la de entrada en el puerto 1 (a frecuencia f_0). Esto se consigue eligiendo los siguientes parámetros:

- *Port (To)*: PORT_2
- *Port (From)*: PORT_1
- *Harmonic Index (To)*: 2
- *Harmonic Index (From)*: 1

En la Figura 2.17 se muestra la adaptación a la entrada y las pérdidas de conversión del circuito realizado con líneas de transmisión ideales de la Figura 2.16. Se puede observar que el nivel de adaptación se encuentra cercano a -10 dB, aunque no alcanza este valor, y las pérdidas de conversión obtenidas son 8.3 dB.

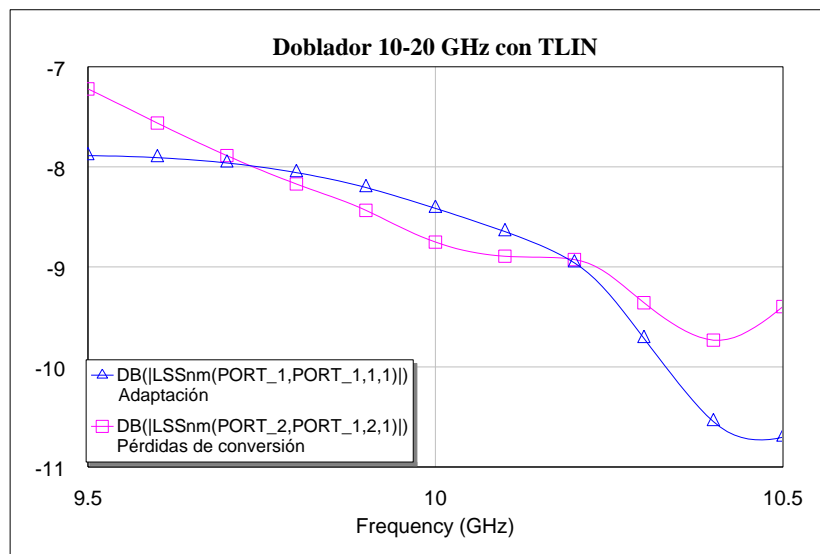


Figura 2.17. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.

En la Figura 2.18 aparece representado el nivel de potencia de cada uno de los armónicos a la salida del doblador de frecuencia implementado con líneas *TLIN*. Para ello se ha empleado una medida de tipo ‘Analizador de Espectros’ (*Pharm* en Microwave Office®) que se ha realizado sólo para el valor nominal de la frecuencia de entrada, es decir, 10 GHz. Como puede observarse en esta figura, el único armónico que presenta un nivel de potencia mayor de 0 dBm a la salida es el segundo (la señal deseada), mientras que el resto de los armónicos se encuentran atenuados.

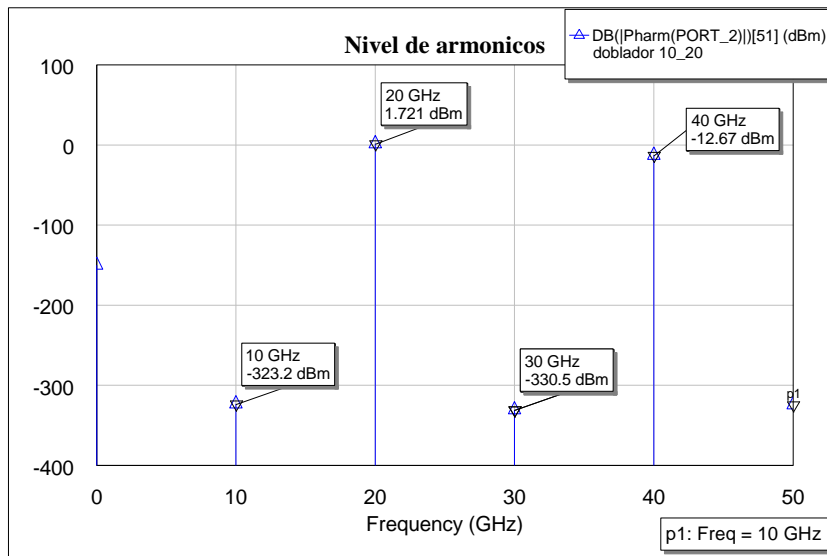


Figura 2.18. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas TLIN.

Por último, se muestran las formas de onda de las señales del puerto de entrada y de salida en el dominio temporal, en las cuales se puede apreciar el efecto del doblado en frecuencia. En la Figura 2.19 se representa el voltaje en función del tiempo y en la Figura 2.20 la corriente.

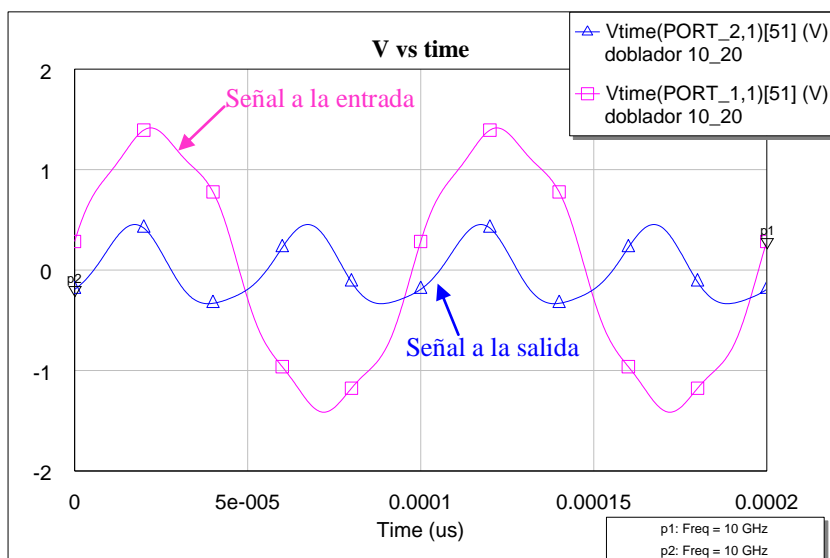


Figura 2.19. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas TLIN.

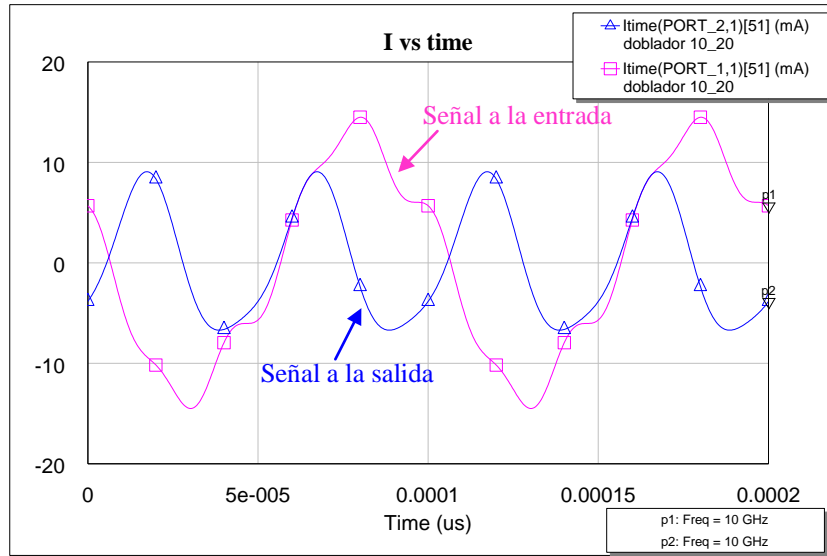


Figura 2.20. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas TLIN.

2.5.2.2. Simulación con Líneas de Transmisión Microstrip

En esta sección se sustituyen las líneas *TLIN* por *MLIN* y se añaden las uniones correspondientes para adaptar las anchuras de los distintos tramos de línea.

El circuito se ha implementado sobre el sustrato duroid[®] 5880, descrito en el apartado 2.5.1, y también sobre el sustrato 25N[®] del fabricante ARLON, que será el utilizado en los capítulos siguientes para el diseño de la antena. El motivo de realizar las simulaciones con este último sustrato es que en un futuro el doblador se integre con el circuito presentado en el Capítulo 5, conformando así en un único dispositivo la antena activa transmisora. En la Tabla 2.4 se incluyen las características de ambos sustratos, así como sus parámetros microstrip asociados para $Z_0 = 50 \Omega$ y $f_0 = 10$ GHz.

Sustrato	ϵ_r	$\tan \delta$	H (mm)	T (μ m)	W (mm)	ϵ_{eff}	λ_g (mm)
RT/duroid [®] 5880	2.2	0.0009	0.127	35	0.3599	1.844	22.07
25N [®]	3.38	0.0025	0.5	35	1.123	2.68	18.31

Tabla 2.4. Características de los dos sustratos utilizados en el doblador de 10 a 20 GHz.

2.5.2.2.1. Sustrato duroid[®] 5880

En la Figura 2.21 se muestra el esquemático del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip sobre el sustrato duroid[®] 5880. Las longitudes de los distintos tramos de línea se han calculado mediante la herramienta *TXLine* de Microwave Office[®] con los datos del circuito ideal de la Figura 2.16. Asimismo, se ha empleado la herramienta *Tune* para optimizar las longitudes y anchuras de las líneas y conseguir los niveles de armónico deseados. En este caso, aumentar el nivel de potencia del segundo armónico (20 GHz) y atenuar el resto.

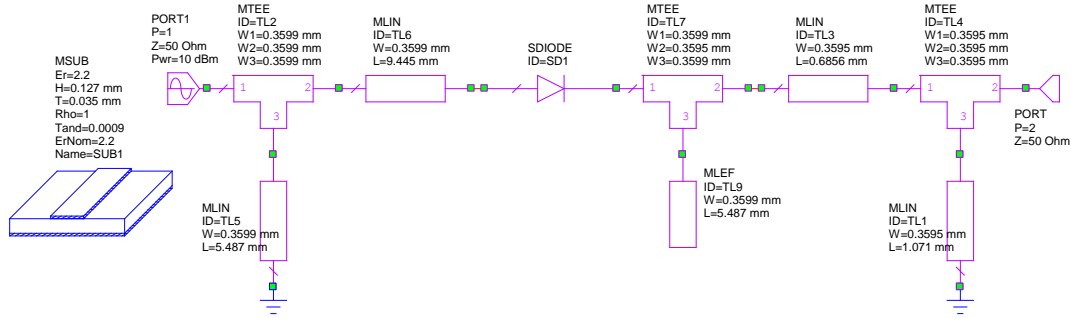


Figura 2.21. Esquemático del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.

Los parámetros S en condiciones de gran señal se pueden observar en la Figura 2.22. En ella se muestra, además de la adaptación a la entrada y las pérdidas de conversión, el aislamiento de la señal f_0 a la salida del circuito de la Figura 2.21. Para realizar esta medida se tienen que elegir los siguientes parámetros en LSSnm:

- *Port (To):* PORT_2
- *Port (From):* PORT_1
- *Harmonic Index (To):* 1
- *Harmonic Index (From):* 1

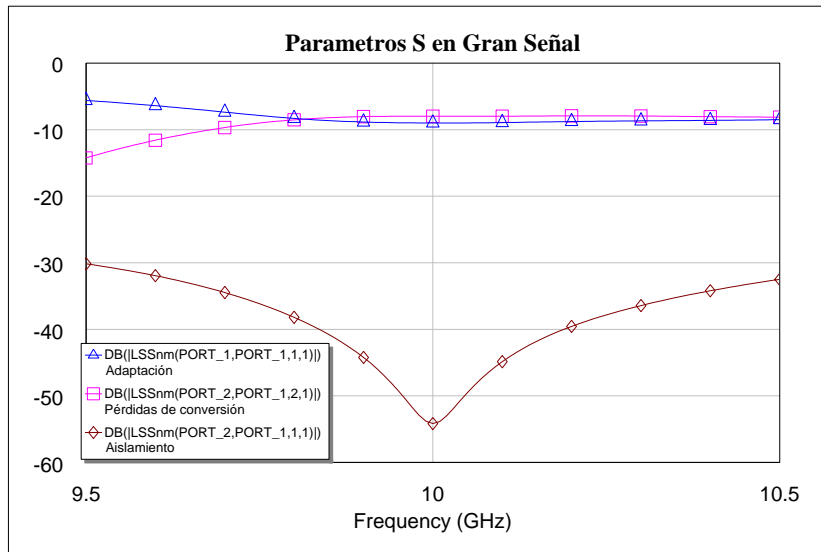


Figura 2.22. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.

La adaptación a la entrada presenta un nivel cercano a -10 dB, aunque, como ocurría en el caso del circuito ideal, se encuentra por encima de este valor. Las pérdidas de conversión que se obtienen en este caso son del orden de 8 dB. En cuanto al aislamiento, se comprueba que la señal f_0 a la salida está perfectamente aislada, pues se obtiene un nivel por debajo de -50 dB.

En la Figura 2.23 aparece representado el nivel de potencia de cada uno de los armónicos a la salida del doblador de frecuencia. Como puede observarse, el único armónico que presenta un nivel de potencia considerable es el segundo (la señal deseada), mientras que el resto de los armónicos se encuentran muy atenuados.

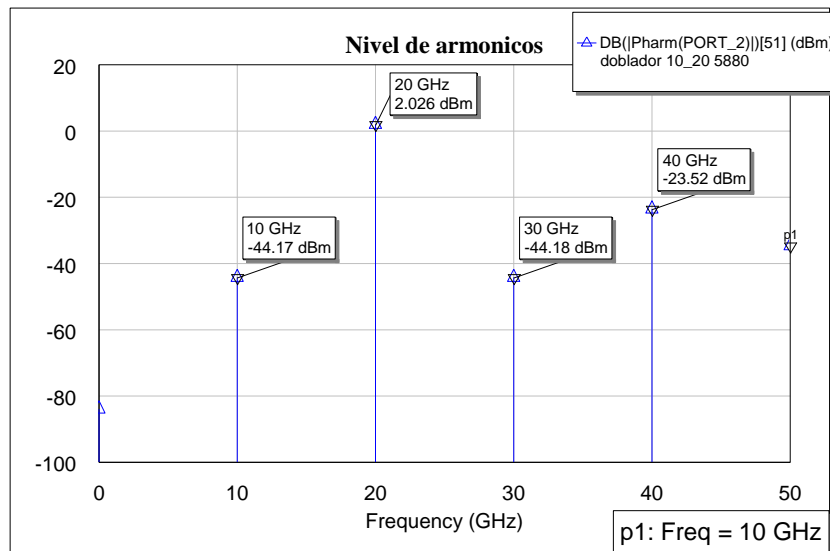


Figura 2.23. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.

A continuación se muestra el voltaje (Figura 2.24) y la corriente (Figura 2.25) en función del tiempo, tanto a la entrada como a la salida del circuito de la Figura 2.21. En estas formas de onda en el dominio temporal se puede apreciar el efecto del doblado en frecuencia.

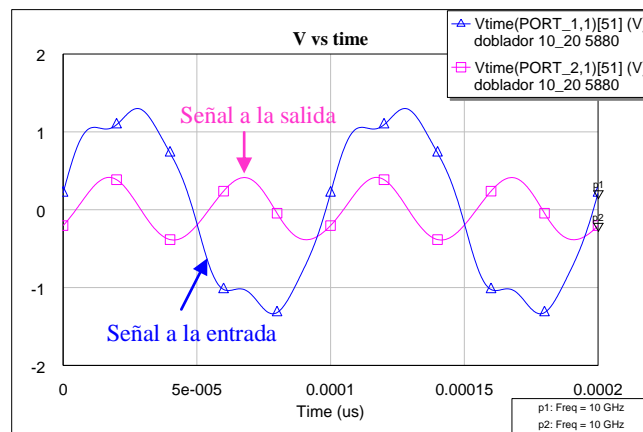


Figura 2.24. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.

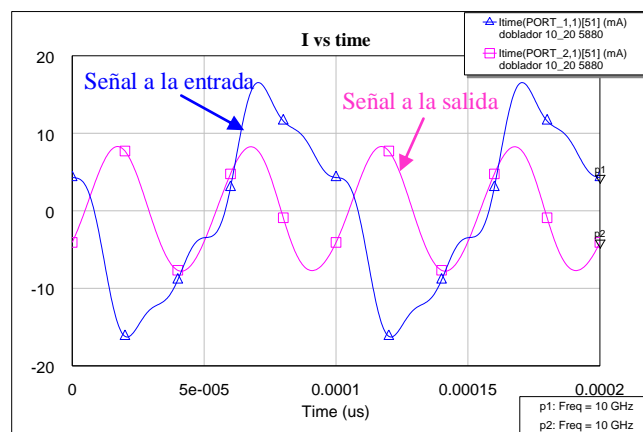


Figura 2.25. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.

Para terminar, se ha realizado un análisis *Load-Pull* en el circuito de la Figura 2.21. Estas simulaciones permiten optimizar distintos parámetros. Normalmente, como es el caso, se utilizan para optimizar la potencia de salida. Por tanto, al realizar el proceso *Load-Pull*, se calculará el punto de impedancia óptimo a la salida ($2f_0$) para el que se produce la máxima transferencia de potencia.

El esquemático empleado se muestra en la Figura 2.26, en el que se incluye el componente *HBTUNER* (*Harmonic Balance Lossless Tuner*) de Microwave Office® antes del puerto de salida.

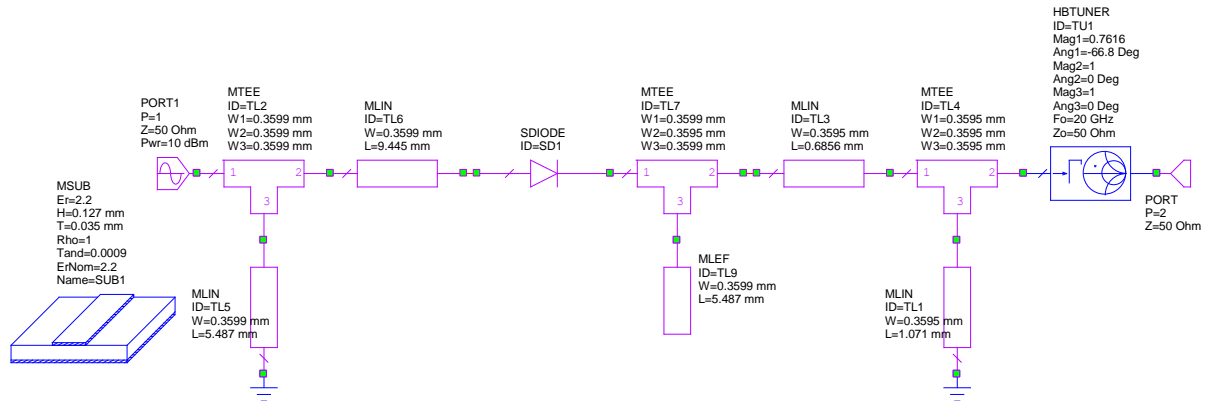


Figura 2.26. Esquemático empleado en las simulaciones *Load-Pull* del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.



Figura 2.27. Detalle del componente *HBTUNER*.

El elemento *HBTUNER* es una red de dos puertos, sin pérdidas y dependiente de la frecuencia, que transforma la impedancia Z_0 vista en el puerto 2 a una impedancia definida por el usuario vista en el puerto 1. Dicha impedancia queda definida especificando el módulo y la fase del coeficiente de reflexión, así como la impedancia de referencia del sistema. Este elemento permite ajustar, independientemente, el módulo y fase del coeficiente de reflexión para la frecuencia fundamental y para el segundo y tercer armónico. En nuestro caso, únicamente nos interesa la simulación de impedancias a la frecuencia fundamental, por lo que consideramos que el coeficiente de reflexión en el segundo y tercer armónico es igual a 1 (circuito abierto). En la Tabla 2.5 aparece la descripción de los parámetros del componente *HBTUNER*.

Parámetro	Descripción	Valor
ID	Identificador del elemento	TU1
Mag1	Módulo del coeficiente de reflexión en el puerto 1 @ Fo	0.7211 ⁶
Ang1	Ángulo del coeficiente de reflexión en el puerto 1 @ Fo	-56.31 ^{o6}
Mag2	Módulo del coeficiente de reflexión en el puerto 1 @ 2Fo	1
Ang2	Ángulo del coeficiente de reflexión en el puerto 1 @ 2Fo	0°
Mag3	Módulo del coeficiente de reflexión en el puerto 1 @ 3Fo	1
Ang3	Ángulo del coeficiente de reflexión en el puerto 1 @ 3Fo	0°
Fo	Frecuencia fundamental	20GHz
Zo	Impedancia del sistema	50Ω

Tabla 2.5. Descripción de los parámetros del elemento *HBTUNER*

Para llevar a cabo las simulaciones *Load-Pull* se ha utilizado el *Load Pull Wizard* de Microwave Office®, el cual, además del esquemático mostrado en la Figura 2.26, necesita que se incluya en el proyecto un gráfico con al menos una medida real (no compleja). En el caso que nos concierne, se utilizará la medida de la potencia total (*PT*) a la salida del circuito de la Figura 2.26. Al ejecutarse la simulación, se crea un fichero de datos tabulados que contiene los valores de la medida seleccionada en todos los puntos de simulación de impedancia. A partir de este fichero se crea un gráfico de contorno con los datos de *Load-Pull* (*Load Pull Data Contour Graph*, Figura 2.28) empleando la medida *LPCS* (*Load Pull Contours Simulated*) de Microwave Office®.

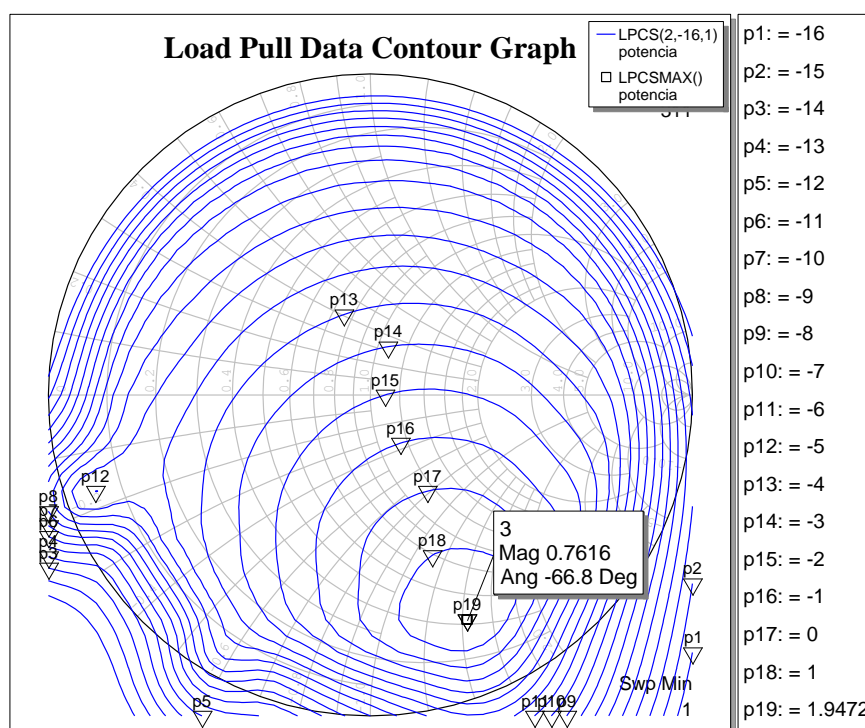


Figura 2.28. Gráfico de contorno *Load-Pull* para la impedancia presentada a 20 GHz.

⁶ Los valores de Mag1 y Ang1 son el módulo y la fase del coeficiente de reflexión óptimo obtenido tras realizar las simulaciones *Load-Pull*.

Las curvas representan los puntos de impedancia para los que la potencia de salida es la indicada por los marcadores (p1...p19), en dBm, cuando la potencia de entrada al circuito es 10 dBm. El máximo nivel de potencia se obtiene para un coeficiente de reflexión de módulo 0.7616 y fase -66.8° , que corresponde con una impedancia normalizada $\bar{z} = 0.4285 - j1.4285 \Omega$.

2.5.2.2.1.1. Layout y Fabricación

Al circuito de la Figura 2.21 hay que añadirle las líneas necesarias para llevar a cabo su fabricación, tales como vías para conectar masa y dos líneas para soldar los puertos de entrada y salida. La Figura 2.29 muestra el nuevo esquemático del doblador de 10 a 20 GHz tras realizar estos cambios. Las longitudes de algunos tramos de línea se han modificado ligeramente con la herramienta *Tune* con el fin de mejorar el nivel de potencia del armónico deseado (20 GHz). Los resultados que se obtienen en este caso se muestran en la Figura 2.30 y Figura 2.31.

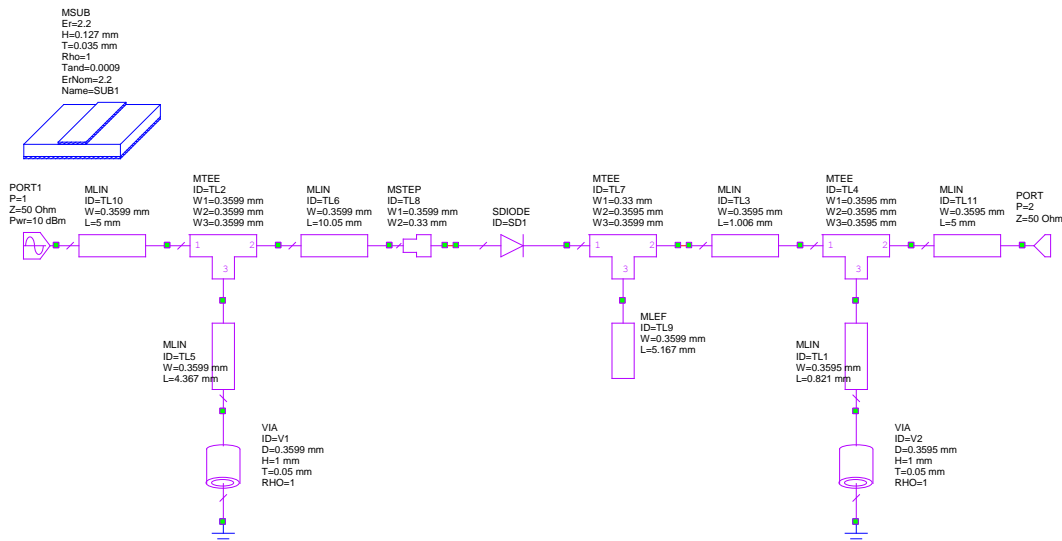


Figura 2.29. Esquemático del layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato duroid 5880.

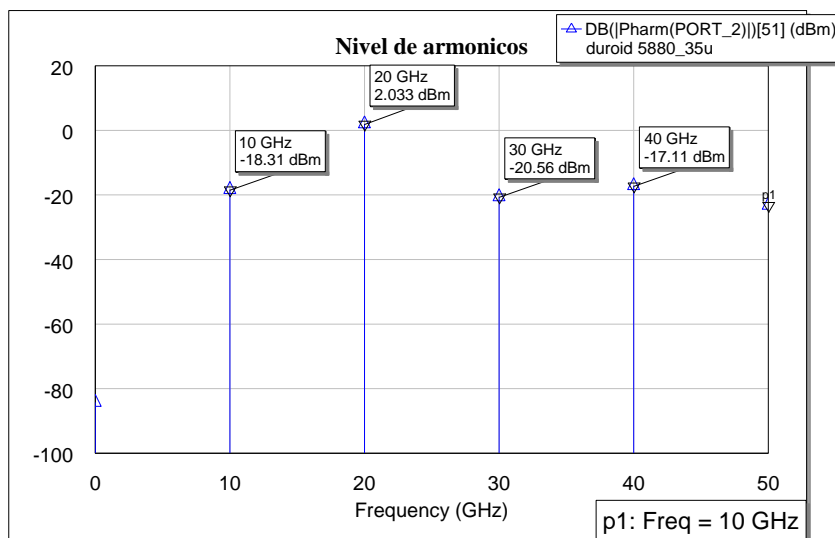


Figura 2.30. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato duroid 5880 para fabricar.

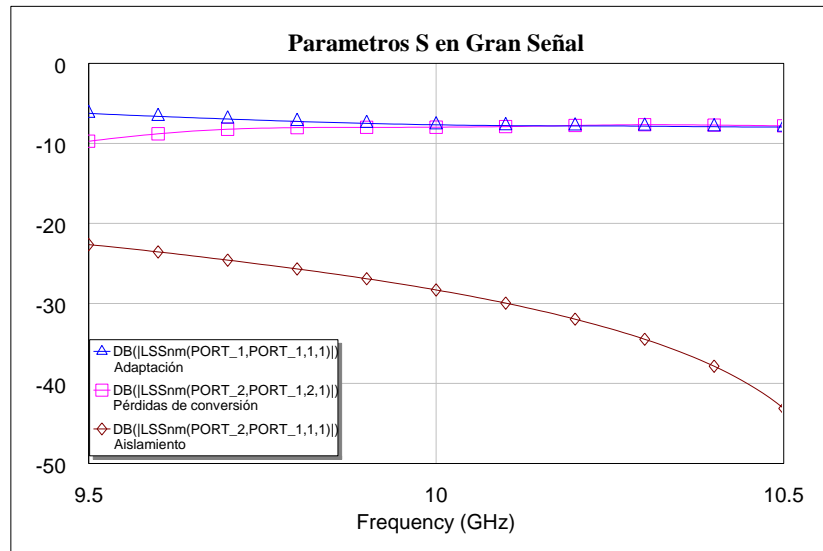


Figura 2.31. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato duroid 5880 para fabricar.

Para realizar el layout del circuito, es necesario modelar el encapsulado del diodo MA4E1317 mediante Microwave Office® a partir de los datos proporcionados en las hojas de características del fabricante (Figura 2.32).

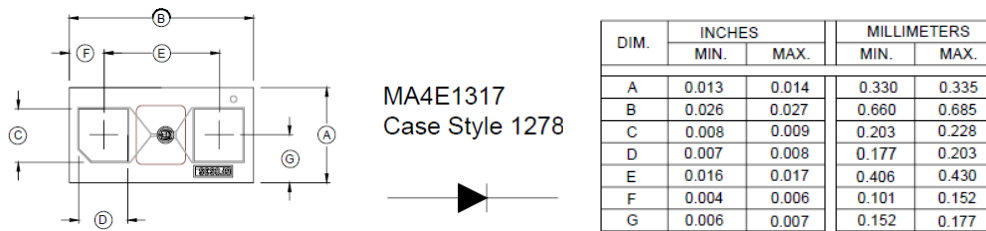


Figura 2.32. Encapsulado del diodo MA4E1317.

El layout del diodo diseñado en Microwave Office®, junto con sus correspondientes cotas en mm, se muestra en la Figura 2.33.

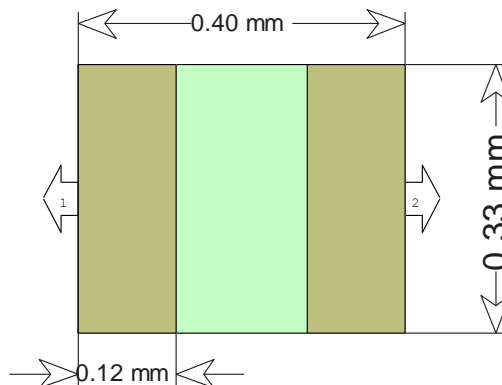


Figura 2.33. Layout del diodo MA4E1317 diseñado en Microwave Office®.

Por tanto, el layout del circuito de la Figura 2.29 es el siguiente:

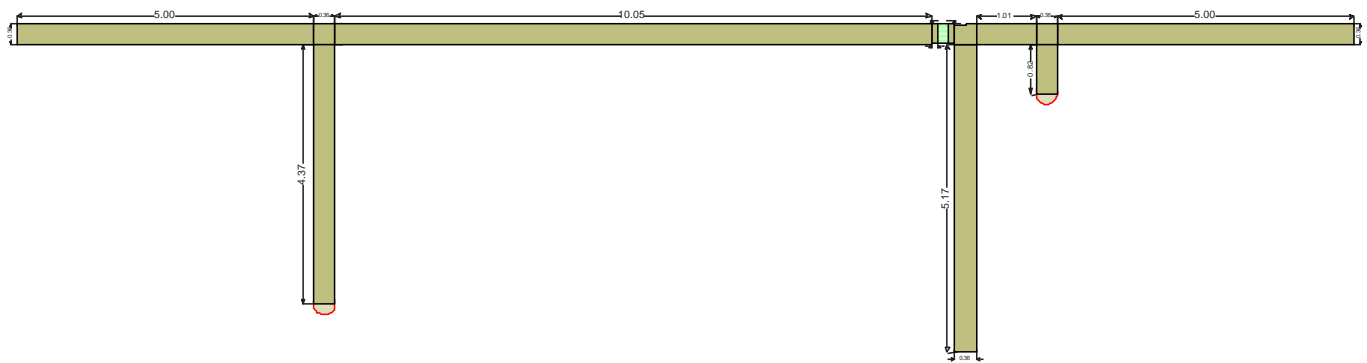


Figura 2.34. Layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado con el sustrato duroid 5880. Las dimensiones aparecen en mm.

Este circuito ha sido fabricado, pero, debido a las reducidas dimensiones del diodo, éste tiene que soldarse con una máquina especial. En la universidad no se dispone de la instrumentación necesaria para llevar a cabo esta tarea, por lo que no se han podido obtener las medidas experimentales de este doblador de frecuencia.

2.5.2.2.2. Sustrato 25N[®]

A continuación se presentan los esquemáticos y las simulaciones para el circuito realizado sobre el sustrato 25N[®], cuyas características se describieron previamente en la Tabla 2.4.

En la Figura 2.35 se muestra el circuito doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip, cuyas longitudes se han calculado con la herramienta *TXLine* de Microwave Office® a partir de los datos del circuito ideal de la Figura 2.16. Asimismo, se ha empleado la herramienta *Tune* para optimizar las longitudes y anchuras de las líneas y conseguir los niveles de armónico deseados.

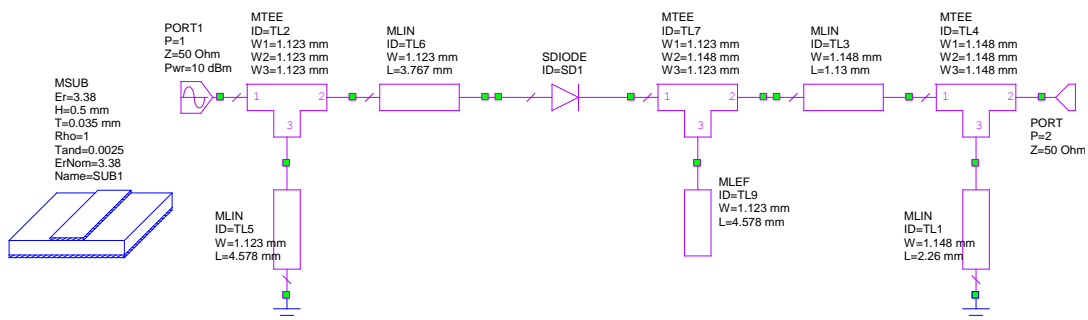


Figura 2.35. Esquemático del doblador de 10 a 20 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato 25N®.

En la Figura 2.36 se pueden observar los parámetros S en gran señal asociados al circuito anterior. El nivel de adaptación a la entrada está en el entorno de -10 dB, por lo que el circuito se encuentra correctamente adaptado. Las pérdidas de conversión que se obtienen son del orden de 8 dB y el aislamiento de la señal f_0 a la salida es mayor de 30 dB. Por tanto, el funcionamiento del circuito es el adecuado.

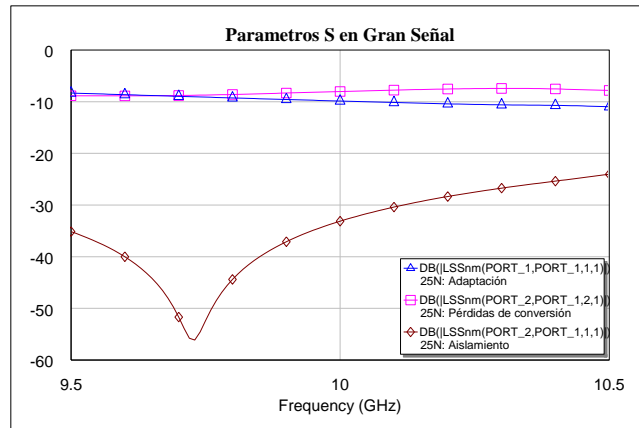


Figura 2.36. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N[®].

El nivel de potencia de cada uno de los armónicos a la salida del doblador de frecuencia aparece representado en la Figura 2.37. En ella se aprecia que el único armónico que presenta un nivel considerable es el de 20 GHz (la señal deseada), mientras que el resto de los armónicos se encuentran atenuados.

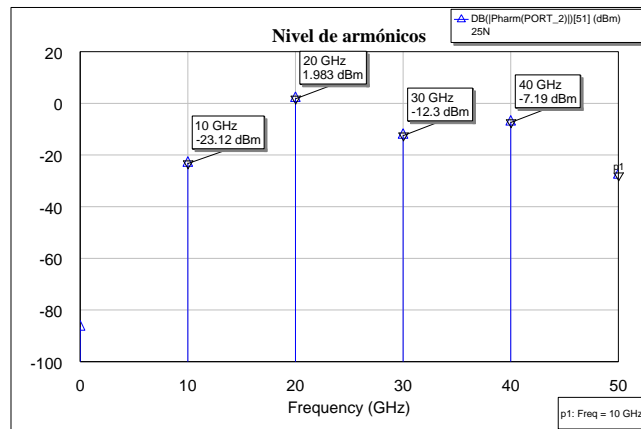


Figura 2.37. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N[®].

En las siguientes gráficas se muestran las formas de onda de las señales del puerto de entrada y de salida en el dominio temporal. En ellas se puede observar el efecto del doblado en frecuencia. En la Figura 2.38 se representa el voltaje en función del tiempo y en la Figura 2.39 la corriente.

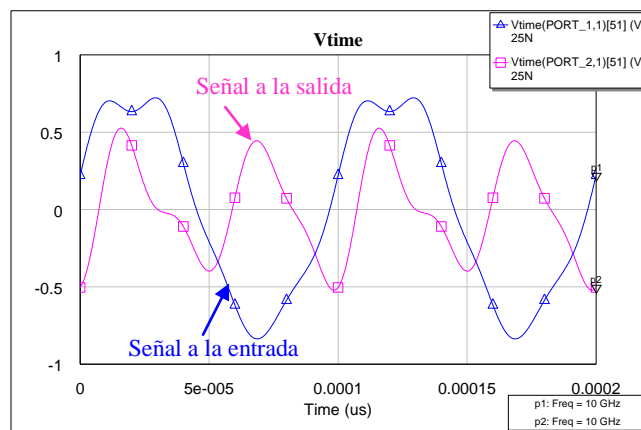


Figura 2.38. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N[®].

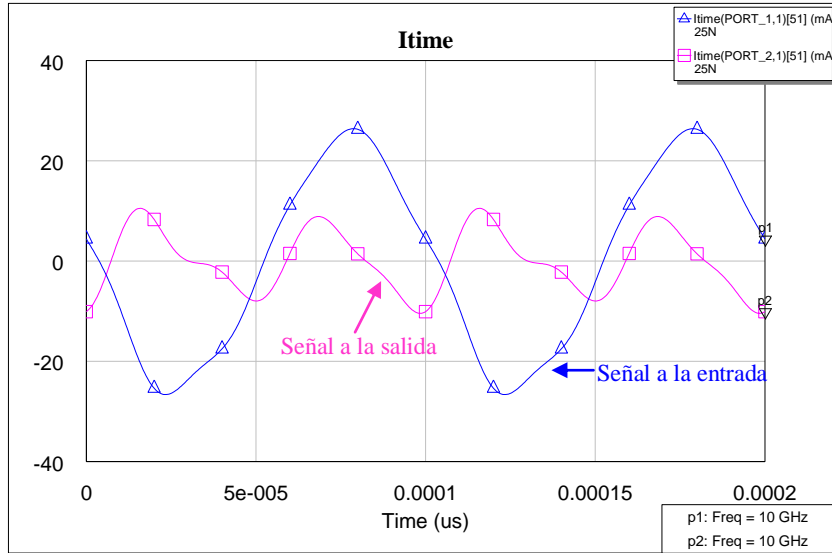


Figura 2.39. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N®.

Al igual que en el apartado anterior, se ha realizado un proceso *Load-Pull* sobre la impedancia presentada a $2f_0$ en el circuito de la Figura 2.35. De esta manera se obtendrá el punto de impedancia óptimo para el que se produce la máxima transferencia de potencia.

El esquemático empleado se muestra en la Figura 2.40, en el que se incluye el componente *HBTUNER* antes del puerto de salida.

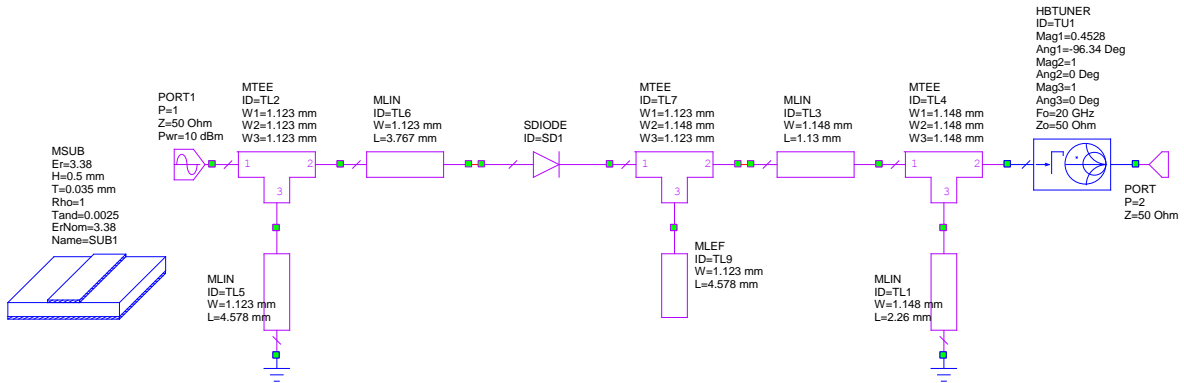


Figura 2.40. Esquemático empleado en las simulaciones *Load-Pull* del doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N®.

El gráfico de contorno con los datos de *Load-Pull* simulados se muestra en la Figura 2.41. Las curvas representan los puntos de impedancia para los que la potencia de salida es la indicada por los marcadores (p1...p20), en dBm, cuando la potencia de entrada al circuito es 10 dBm. El máximo nivel de potencia a la salida se obtiene para un coeficiente de reflexión de módulo 0.4528 y fase -96.34° , que corresponde con una impedancia normalizada $\bar{z} = 0.6091 - j0.6896\Omega$.

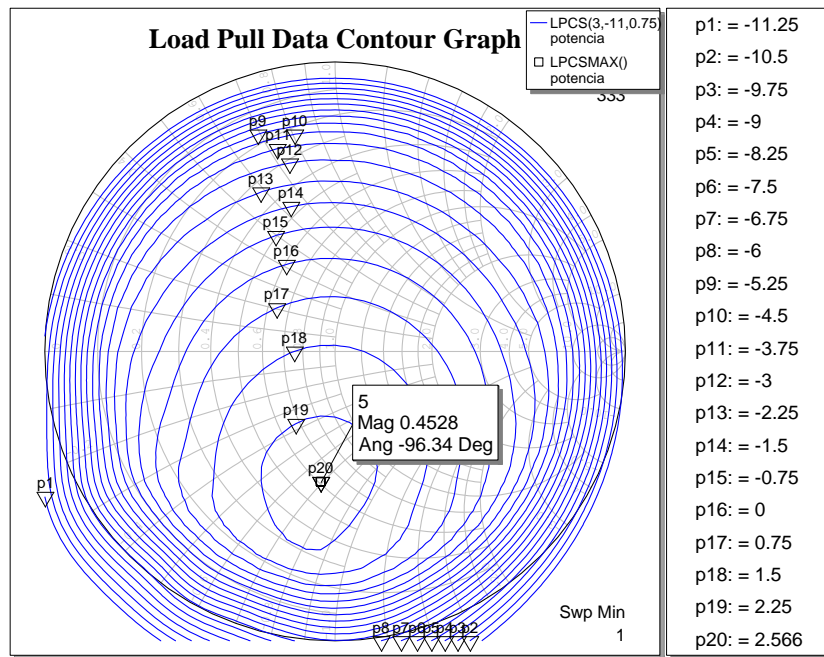


Figura 2.41. Gráfico de contorno *Load-Pull* para la impedancia presentada a 20 GHz.

2.5.2.2.2.1. Layout

Al circuito de la Figura 2.35 hay que añadirle las líneas necesarias para llevar a cabo su fabricación, tales como vías para conectar masa y dos líneas para soldar los puertos de entrada y salida. La Figura 2.42 muestra el nuevo esquemático del doblador de 10 a 20 GHz tras realizar estos cambios. Las longitudes y anchuras de algunos tramos de línea se han modificado con la herramienta *Tune* con el fin de mejorar el nivel de potencia del armónico deseado (20 GHz).

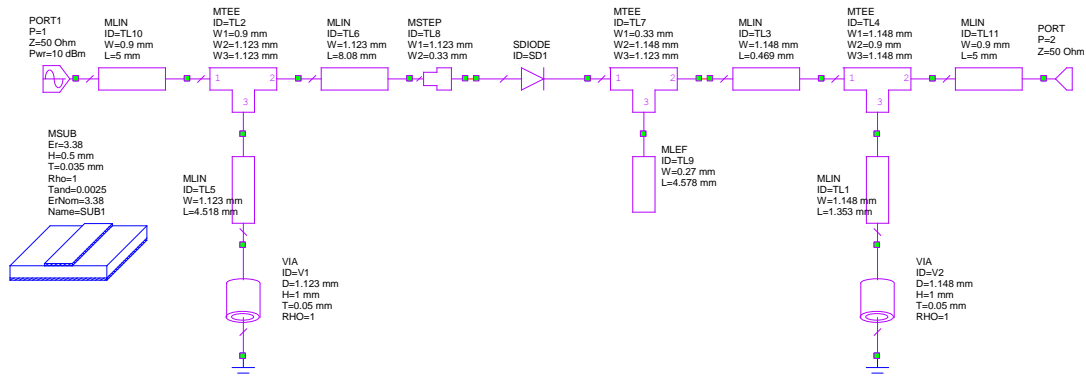


Figura 2.42. Esquemático del layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N®.

En la Figura 2.43 se muestra el nivel de potencia de cada uno de los armónicos a la salida del circuito anterior. Se puede observar que el nivel de potencia del segundo armónico es mayor que el obtenido en la Figura 2.37, encontrándose el resto de los armónicos muy atenuados.

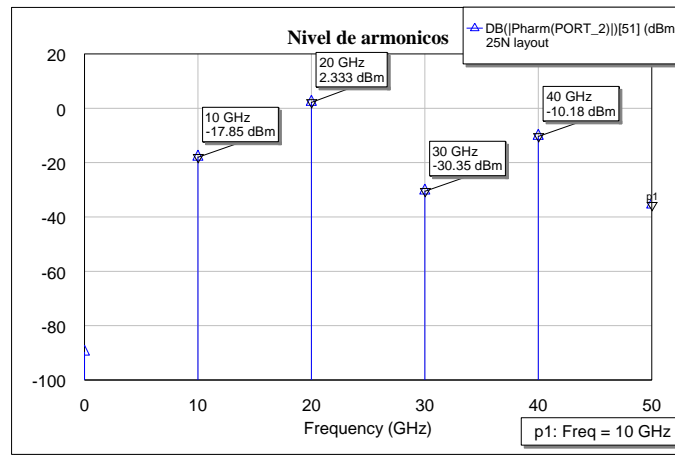


Figura 2.43. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato 25N[®].

Los parámetros S en gran señal aparecen representados en la Figura 2.44. El nivel de adaptación a la entrada está por debajo de -10 dB en todo el rango de frecuencia simulado, por lo que el circuito se encuentra perfectamente adaptado. Las pérdidas de conversión son menores de 10 dB (alrededor de 8 dB a 10 GHz) y el aislamiento de la señal f_0 a la salida se encuentra muy cercano a 30 dB. Por tanto, el circuito de la Figura 2.42 presenta un funcionamiento correcto.

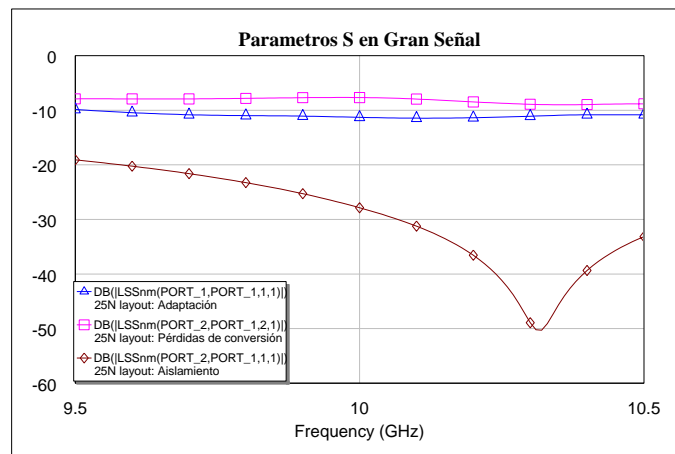


Figura 2.44. Parámetros S en gran señal del doblador de 10 a 20 GHz sobre el sustrato 25N[®].

Finalmente, en la Figura 2.45 se muestra el layout del circuito final.

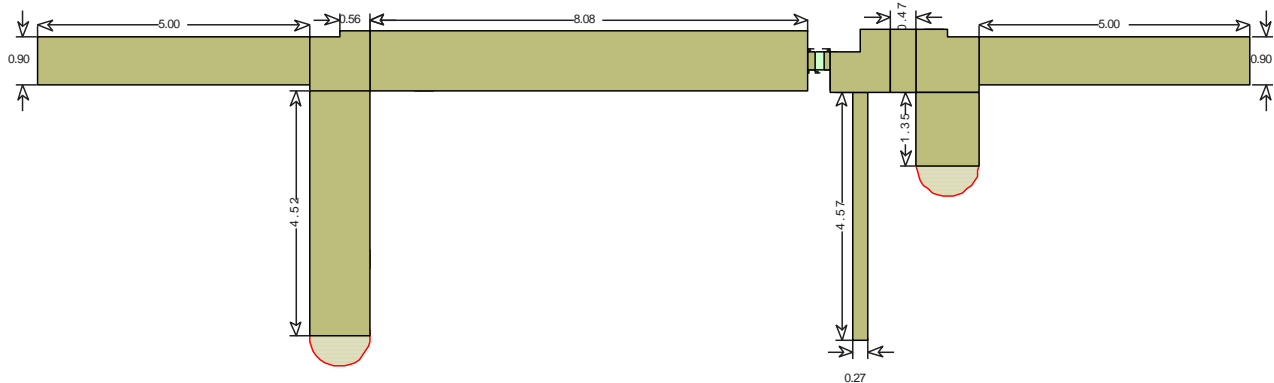


Figura 2.45. Layout del circuito doblador de frecuencia de 10 a 20 GHz realizado con el sustrato 25N[®]. Las dimensiones aparecen en mm.

Por problemas de fabricación no se ha podido realizar la implementación práctica de este doblador de frecuencia.

2.5.3. Doblador de 20 a 40 GHz

La topología simplificada del doblador realizado coincide con la del doblador de 10 a 20 GHz del apartado anterior, la cual se muestra en la Figura 2.15. En este caso, los bloques f_1 y f_2 representan resonadores en paralelo a $f_0 = 20$ GHz y $2f_0 = 40$ GHz, respectivamente. Estos resonadores se implementarán de nuevo mediante stubs en paralelo.

2.5.3.1. Simulación con Líneas de Transmisión Ideales

Para empezar, se ha diseñado un circuito simplificado con líneas de tipo *TLIN*, las cuales simulan una línea de transmisión ideal y libre de pérdidas. Su esquemático se muestra en la Figura 2.46. El stub de longitud $\lambda/4$ a 20 GHz acabado en cortocircuito a la entrada representa un abierto a f_0 . Por otro lado, el terminado en abierto presenta un corto a 20 GHz a la salida. El último stub, de longitud $\lambda/4$ a $2f_0$ y acabado en cortocircuito, produce un abierto a 40 GHz a la salida. Las longitudes de los tramos de línea TL1 y TL3 se han optimizado mediante la herramienta *Tune* para mejorar la adaptación del diodo y reducir las pérdidas de conversión.

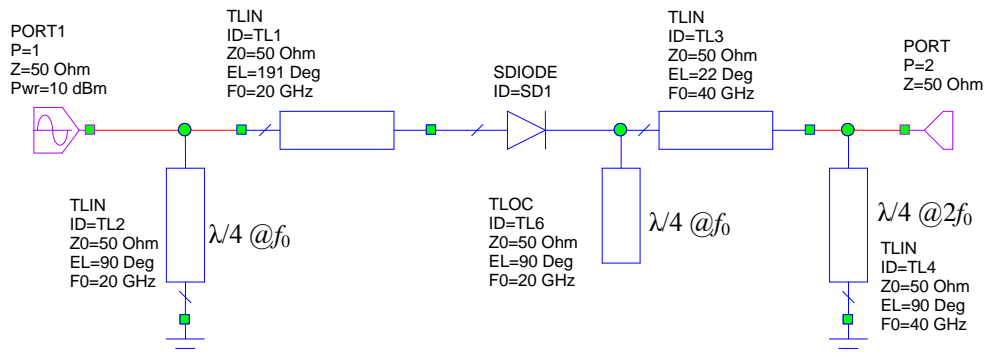


Figura 2.46. Esquemático del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.

En la Figura 2.47 se muestra la adaptación a la entrada y las pérdidas de conversión del circuito realizado con líneas de transmisión ideales. Se puede observar que el nivel de adaptación es aproximadamente -7.3 dB y las pérdidas de conversión obtenidas son 6.75 dB.

Por otro lado, en la Figura 2.48, aparece representado el nivel de potencia de los distintos armónicos a la salida del circuito. Únicamente el armónico correspondiente a 40 GHz (señal deseada) presenta un nivel de potencia mayor de 0 dBm, mientras que el resto se encuentran muy atenuados (por debajo de -100 dBm).

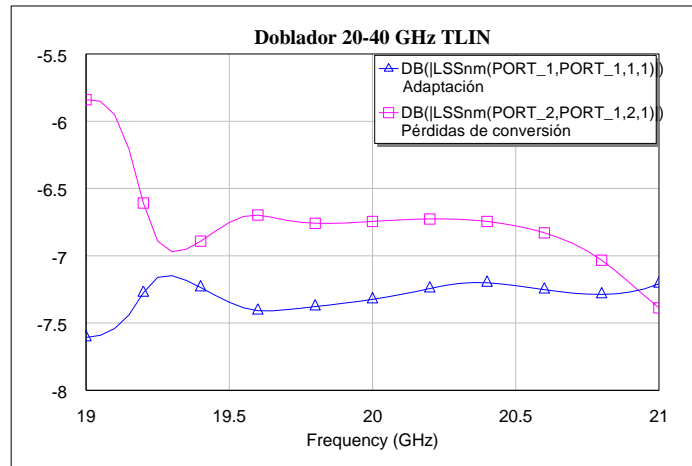


Figura 2.47. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión ideales.

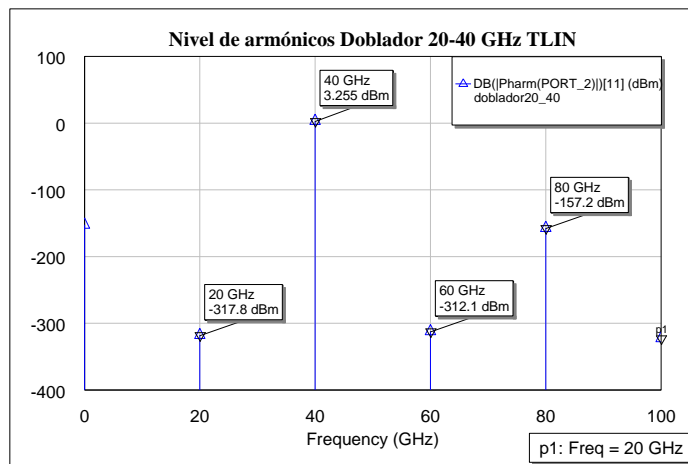


Figura 2.48. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas TLIN.

A continuación se muestra el voltaje (Figura 2.49) y la corriente (Figura 2.50) en función del tiempo, tanto a la entrada como a la salida del circuito de la Figura 2.46. En estas formas de onda en el dominio temporal se puede apreciar el efecto del doblado en frecuencia.

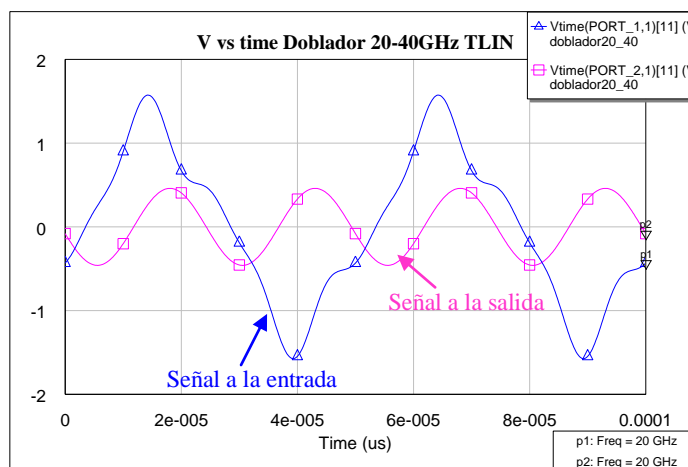


Figura 2.49. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas TLIN.

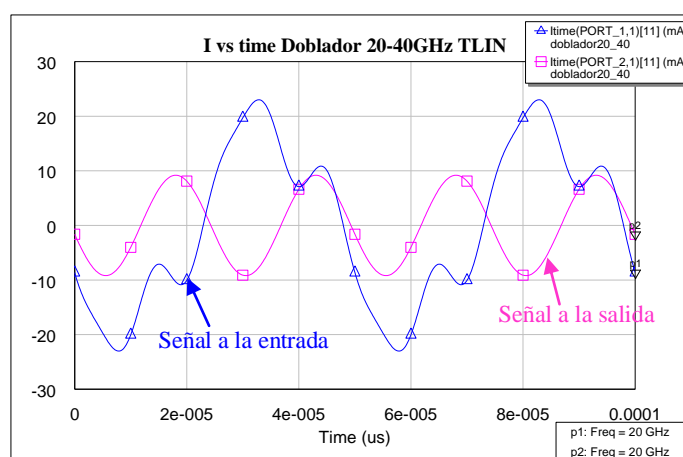


Figura 2.50. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas TLIN.

2.5.3.2. Simulación con Líneas de Transmisión Microstrip

En la Figura 2.51 se muestra el esquemático del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip sobre el sustrato duroid[®] 5880. Las longitudes de los distintos tramos de línea se han calculado mediante la herramienta *TXLine* de Microwave Office[®] con los datos del circuito ideal de la Figura 2.46. Asimismo, se ha empleado la herramienta *Tune* para optimizar las longitudes y anchuras de las líneas y conseguir los niveles de armónico deseados. En este caso, aumentar el nivel de potencia del segundo armónico (40 GHz) y atenuar el resto.

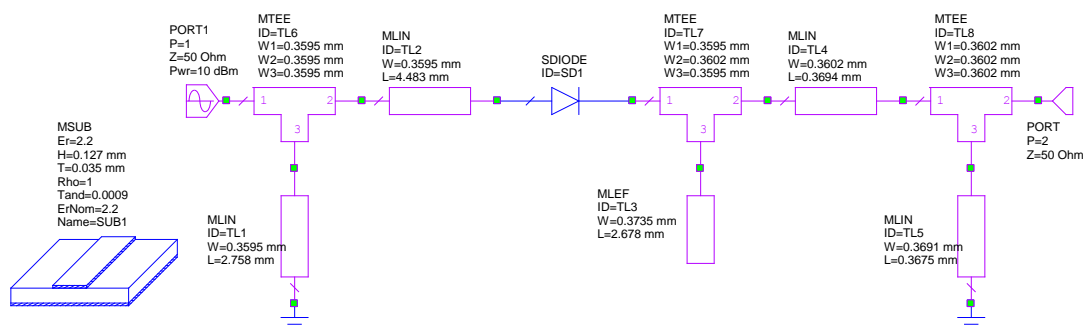


Figura 2.51. Esquemático del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.

En la Figura 2.52 se pueden observar los parámetros S en gran señal asociados al circuito anterior. La adaptación a la entrada presenta un nivel cercano a -10 dB, aunque, como ocurría en el caso del circuito ideal, se encuentra por encima de este valor. Las pérdidas de conversión que se obtienen son del orden de 8 dB y el aislamiento de la señal f_0 a la salida es mayor de 40 dB.

El nivel de potencia de cada uno de los armónicos a la salida del doblador se muestra en la Figura 2.53. En ella se puede apreciar que el único armónico que presenta un nivel de potencia considerable es el segundo (la señal deseada), encontrándose el resto muy atenuados.

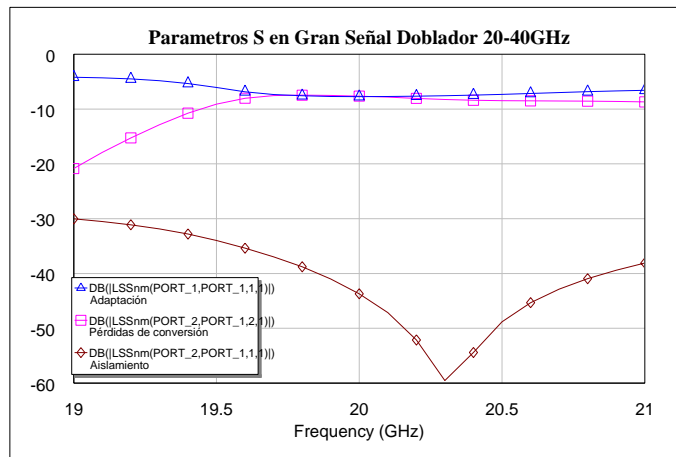


Figura 2.52. Parámetros S en gran señal del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.

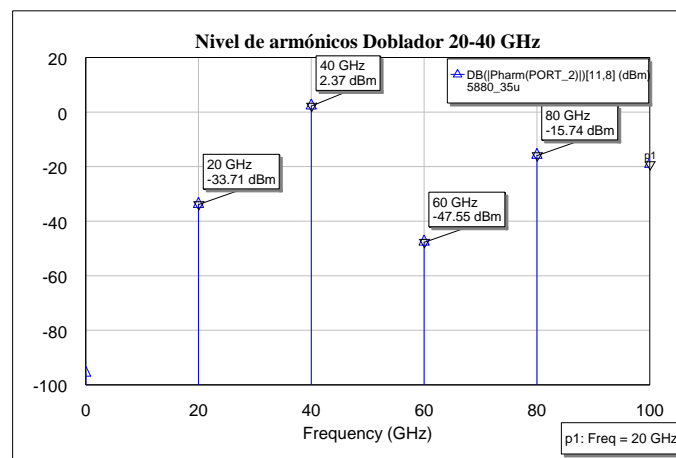


Figura 2.53. Nivel de los armónicos a la salida del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.

En las siguientes gráficas se muestran las formas de onda de las señales del puerto de entrada y de salida en el dominio temporal. En ellas se puede observar el efecto del doblado en frecuencia. En la Figura 2.54 se representa el voltaje en función del tiempo y en la Figura 2.55 la corriente.

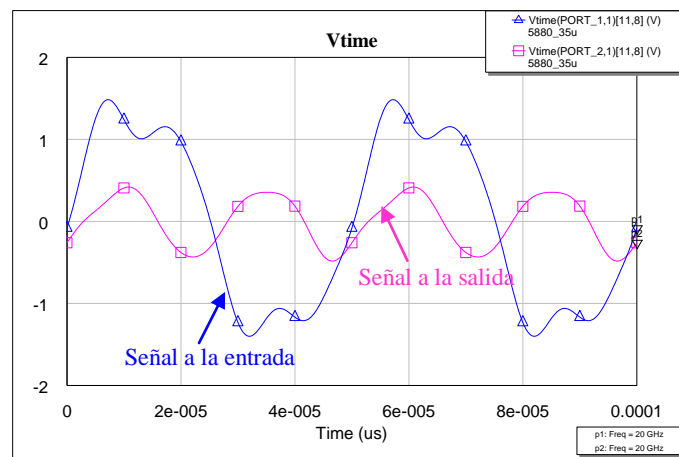


Figura 2.54. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.

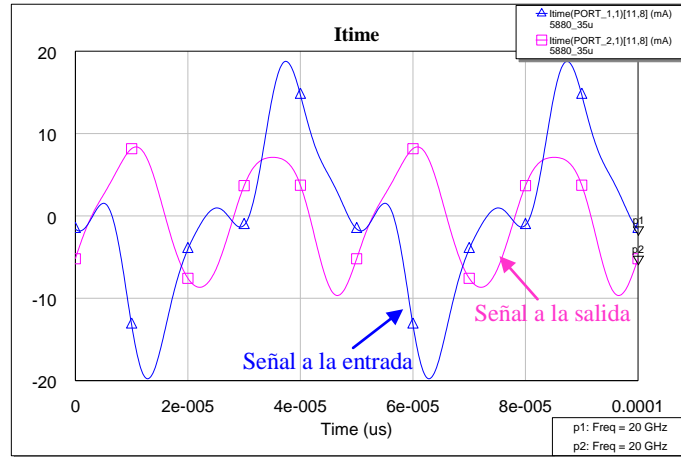


Figura 2.55. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 20 a 40 GHz realizado con líneas con líneas de transmisión microstrip y sustrato duroid 5880.

Capítulo 3

Elemento Radiante

3.1. Introducción

Para el diseño del elemento radiante se ha decidido emplear una antena de tipo dipolo de longitud $\lambda/2$ y con polarización lineal a la frecuencia de salida del doblador (20 GHz y 40 GHz). La elección de este tipo de antena es debida sobre todo a su simplicidad, aunque esto nos ha llevado a unos tamaños muy pequeños. Se realizará en tecnología impresa debido a sus ventajas en coste, peso y facilidad de fabricación.

El sustrato elegido ha sido el 25N[®] del fabricante ARLON, cuyas características son las siguientes:

- Permitividad relativa: $\epsilon_r = 3.38$
- Factor de pérdidas: $\tan \delta = 0.0025$
- Espesor del dieléctrico: $h = 0.5 \text{ mm}$
- Espesor del cobre: $Cu = 35 \text{ }\mu\text{m}$

La herramienta software utilizada para el diseño y simulación de las antenas ha sido CST Microwave Studio[®].

3.2. Dipolo Antipodal a 20 GHz

3.2.1. Diseño

En una primera aproximación, la antena propuesta está basada en un dipolo antipodal impreso en ambas caras de un sustrato dieléctrico de espesor h , tal y como se muestra en la Figura 3.1. Los parámetros del dipolo son la longitud L y la anchura W . La alimentación de la antena se realiza por medio de un par de líneas de transmisión [34] unidas con un conector coaxial SMA (*SubMiniature versión A*) soldado al final de las mismas y que atraviesa el sustrato. Las dimensiones de la línea de alimentación son la longitud L_f y la anchura W_f . La ventaja de este tipo de estructura es que evita el uso del balun (*balanced to unbalanced transformer* o dispositivo para pasar de una línea no balanceada a una balanceada).

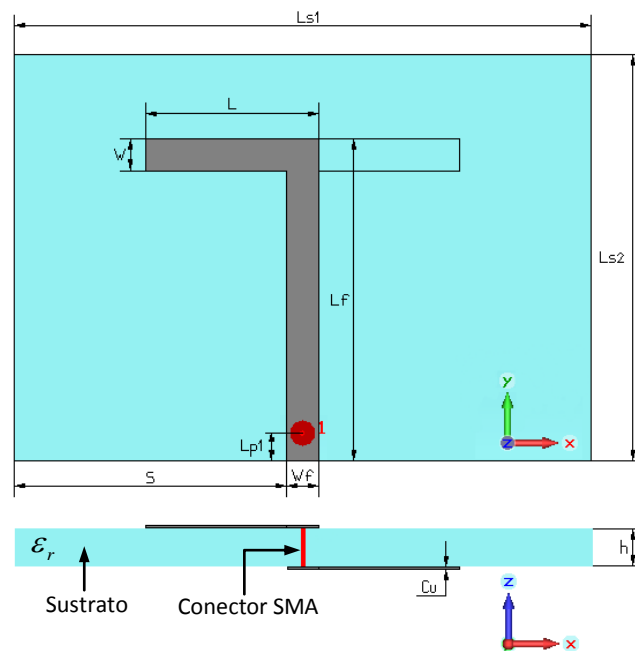


Figura 3.1. Vista frontal e inferior del dipolo impreso antipodal a 20 GHz.

Medida	Valor
h	0.5 mm
Cu	0.035 mm
ϵ_r	3.38
L	2.98 mm
W	0.55 mm
L_f	5.00 mm
W_f	0.55 mm
L_{s1}	9.95 mm
L_{s2}	7.00 mm
L_{p1}	0.50 mm
S	4.70 mm

Tabla 3.1. Valores de los distintos parámetros del dipolo impreso antipodal a 20 GHz.

La longitud teórica del dipolo se puede calcular como:

$$L_{teórica} = \frac{\lambda}{2} = \frac{c/f}{2} = \frac{3 \cdot 10^8 / 20 \cdot 10^9}{2} = 7.5 \text{ mm} \quad (3.1)$$

No obstante, al tratarse de tecnología impresa, es necesario tener en cuenta la constante dieléctrica del sustrato, por lo que la longitud efectiva del dipolo sería⁷:

$$L_{eff} = \frac{\lambda_{eff}}{2} \approx \frac{c/\sqrt[4]{\epsilon_r}}{2 \cdot f} \approx \frac{3 \cdot 10^8 / \sqrt[4]{3.38}}{2 \cdot 20 \cdot 10^9} \approx 5.53 \text{ mm} \quad (3.2)$$

donde los valores de ϵ_r , h y W son los que aparecen en la Tabla 3.1.

En la práctica, los mejores resultados se han conseguido con una longitud de dipolo de 5.41 mm, que es muy similar al valor teórico dado por (3.2).

Los resultados obtenidos en CST[®] se muestran a continuación. En la Figura 3.2 aparece representado el módulo del coeficiente de reflexión (s_{11}) en dB del dipolo, para el único puerto que posee, y en la Figura 3.3 las distribuciones de corriente a la frecuencia en la que el parámetro s_{11} es mínimo.

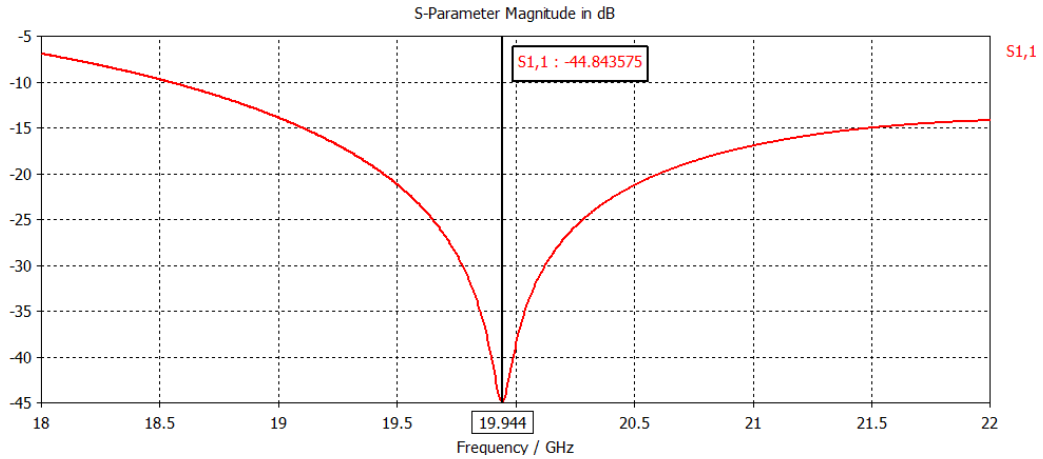


Figura 3.2. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado para el dipolo impreso antipodal a 20 GHz.

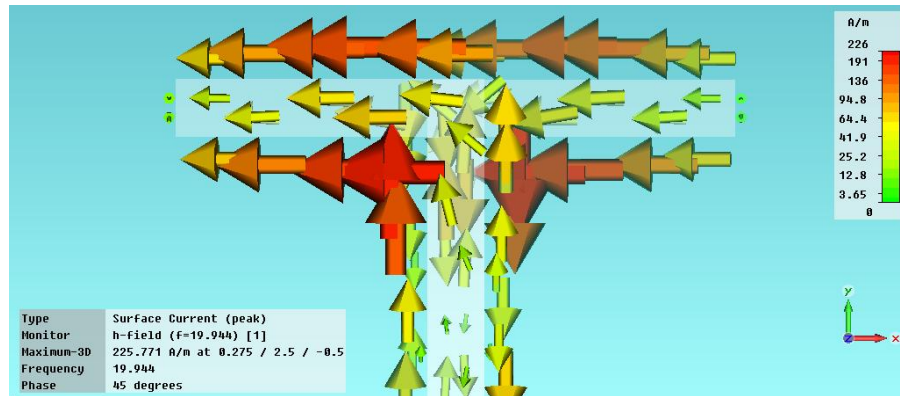


Figura 3.3. Distribuciones de corriente en el dipolo para $f = 19.944$ GHz.

⁷ La aproximación dada por (3.2) se ha obtenido empíricamente.

Como podemos ver en la Figura 3.2, la adaptación que se consigue es muy buena (-44.84 dB para una frecuencia de resonancia de 19.944 GHz), obteniendo un ancho de banda por debajo de -15 dB del 12% con respecto a la frecuencia central. A partir de las distribuciones de corriente de la Figura 3.3, vemos que se está excitando el primer modo del dipolo, el modo fundamental, dando lugar a media longitud de onda.

En la Figura 3.4 se puede observar el diagrama de radiación en 3D del dipolo, así como su eficiencia total y la máxima ganancia que posee, ambos valores en dB. La eficiencia de la antenna (η_i) se define como la relación entre la potencia radiada y la entregada, y su valor está comprendido entre 0 y 1. En consecuencia, la ganancia y la directividad de la antenna están relacionadas por la eficiencia como sigue [35]:

$$G(\theta, \phi) = \eta_i D(\theta, \phi) \quad (3.3)$$

El diagrama de radiación tridimensional mostrado en la Figura 3.4 tiene forma de toroide, tal y como es característico para una antenna de tipo dipolo, cuyo eje se centra en el propio dipolo. No obstante, hay un descenso en la ganancia en la parte superior ($\phi = 90^\circ$) por lo que no llega a ser un toroide perfecto. Esto puede ser debido a la tendencia de las antenas impresas a radiar en la parte del sustrato, sobre todo cuando se trata de frecuencias cercanas a la banda de milimétricas y superiores (tal y como se ha comentado en la sección 1.1 del Capítulo 1).

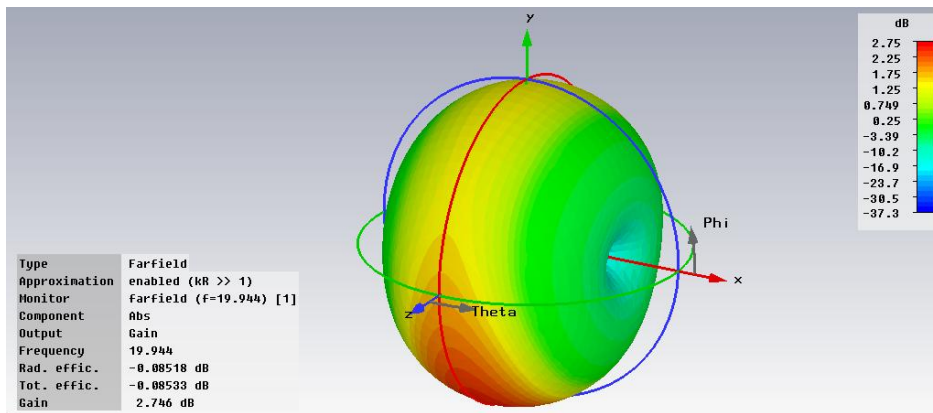


Figura 3.4. Diagrama de radiación tridimensional del dipolo impreso antipodal a 20 GHz. Ganancia máxima: 2.75 dB. Eficiencia total: 0.98.

En la Figura 3.5 y Figura 3.6 se muestran los diagramas de radiación del dipolo en el plano E y en el plano H, respectivamente. El plano E es el definido por la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. De manera análoga, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antenna. Por otro lado, la radiación de una antenna en una polarización especificada se denomina polarización de referencia o copolar, mientras que a la radiación en la polarización ortogonal se la conoce como polarización cruzada o contrapolar. El cociente de las potencias contenidas en ambas polarizaciones es una medida de la pureza de polarización y se conoce como discriminación de polarización cruzada [35].

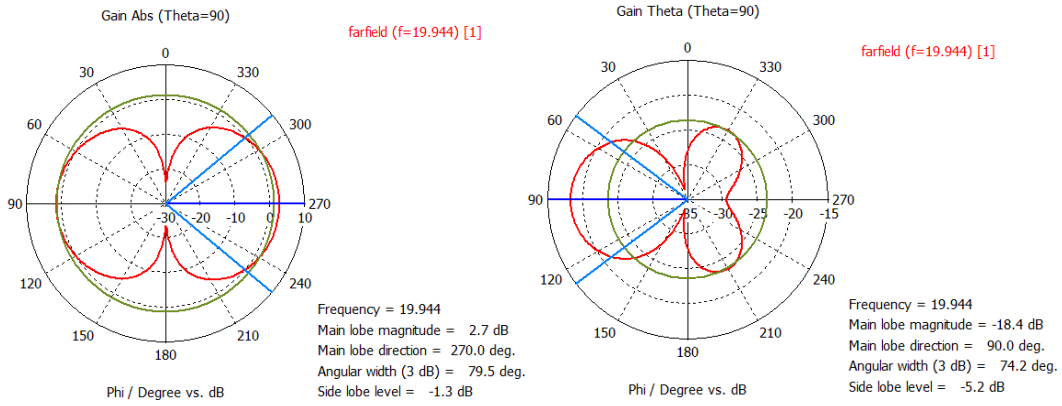


Figura 3.5. Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo a 20 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -18.4 dB.

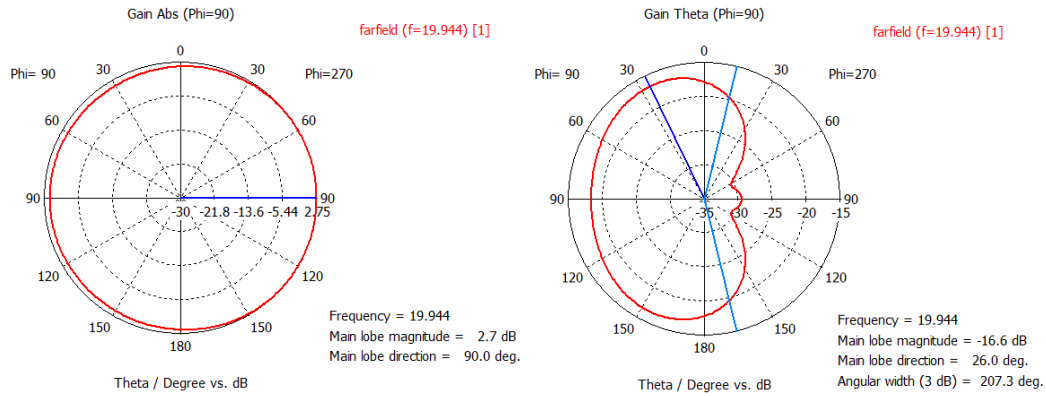


Figura 3.6. Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo a 20 GHz. (izquierda) Componente copolar con 2.7 dB de ganancia en el lóbulo principal. (derecha) Componente contrapolar con -16.6 dB.

En la Figura 3.5 (izquierda) se observa que el diagrama de radiación del dipolo en el plano E ($\theta = 90^\circ$) tiene forma de ocho, cuyos máximos se encuentran en $\phi = 90^\circ$ y $\phi = 270^\circ$, es decir, en la dirección perpendicular al eje del dipolo, y los nulos se producen en $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 180^\circ$ (eje x). Sin embargo, cabe destacar que este diagrama de radiación no es totalmente simétrico, puesto que la ganancia en la dirección $\phi = 270^\circ$ (2.7 dB) es 1.3 dB superior a la ganancia que se obtiene en $\phi = 90^\circ$. Como se ha mencionado anteriormente, esto puede ser ocasionado por la tendencia de este tipo de antenas a radiar en la parte del sustrato y, si se observa la Figura 3.1, se puede ver que en la dirección $\phi = 270^\circ$ (donde se sitúa la línea de alimentación) la cantidad de sustrato es mayor que en $\phi = 90^\circ$. El nivel de la componente contrapolar es -18.4 dB, el cual se encuentra bastante por debajo del nivel de la componente copolar.

Por otra parte, en el plano H ($\phi = 90^\circ$), el diagrama de radiación del dipolo es omnidireccional y el nivel de polarización cruzada que se obtiene es -16.6 dB, que es 1.8 dB superior al del plano E, pero aún se considera un nivel aceptable.

3.2.2. Resultados Experimentales

El prototipo del dipolo antipodal a 20 GHz fabricado se puede observar en la Figura 3.7. El conector empleado es de tipo SMA 3.5, es decir, las dimensiones de

su diámetro son 0.35 pulgadas (8.8 mm). Este tipo de conector se encuentra al límite para su utilización a 20 GHz, según sus especificaciones.

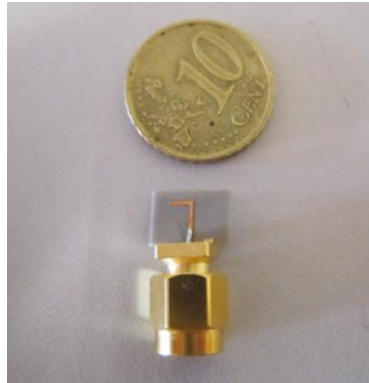


Figura 3.7. Imagen del dipolo antipodal impreso a 20 GHz construido.

El parámetro de adaptación s_{11} medido con el analizador de redes se muestra en la siguiente imagen:



Figura 3.8. Medida de la adaptación del dipolo antipodal impreso a 20 GHz obtenida en el analizador de redes.

En la Figura 3.9 aparecen representados estos resultados experimentales junto con los obtenidos en CST® en el rango de frecuencias de simulación (de 18 a 22 GHz) para poder compararlos.

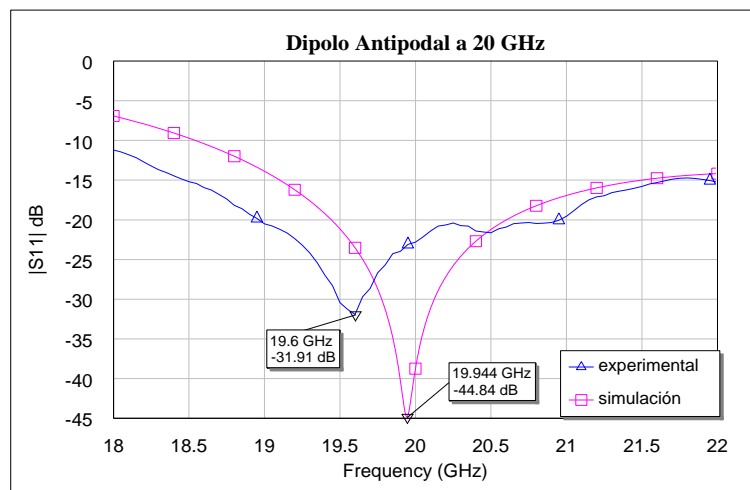


Figura 3.9. Comparación del coeficiente de reflexión experimental y simulado.

Los resultados obtenidos en la práctica se asemejan a los resultados teóricos, es decir, la frecuencia de resonancia se encuentra en torno a 20 GHz y con una adaptación por debajo de -30 dB para ambas gráficas. Se produce un leve desplazamiento frecuencial hacia la izquierda (1.72% respecto a la frecuencia de simulación) debido tal vez a una posible variación en la permitividad del dieléctrico, ya que a estas frecuencias no está perfectamente definida. Asimismo, dadas las reducidas dimensiones de la antenna fabricada, es posible que exista un ligero aumento en la longitud del dipolo, lo que implicaría una disminución de la frecuencia de resonancia. Cabe destacar también que el conector SMA podría actuar como un plano de masa debido a su gran tamaño en comparación con el circuito, lo que daría lugar a una variación en la medida de s_{11} con respecto a los resultados predichos en CST®.

Esta antenna no se ha podido caracterizar en la cámara anecoica debido a que la sonda de la que se dispone sólo llega hasta 18 GHz. Por tanto, no ha sido posible hallar el diagrama de radiación real del dipolo ni tampoco calcular su ganancia.

3.3. Dipolo Antipodal a 40 GHz

3.2.1. Diseño

Siguiendo las mismas consideraciones que en el apartado anterior, se ha diseñado una segunda antenna de tipo dipolo, esta vez a una frecuencia de 40 GHz. El layout del dipolo a fabricar aparece representado en la Figura 3.10, y los valores de sus distintos parámetros se muestran en la Tabla 3.2.

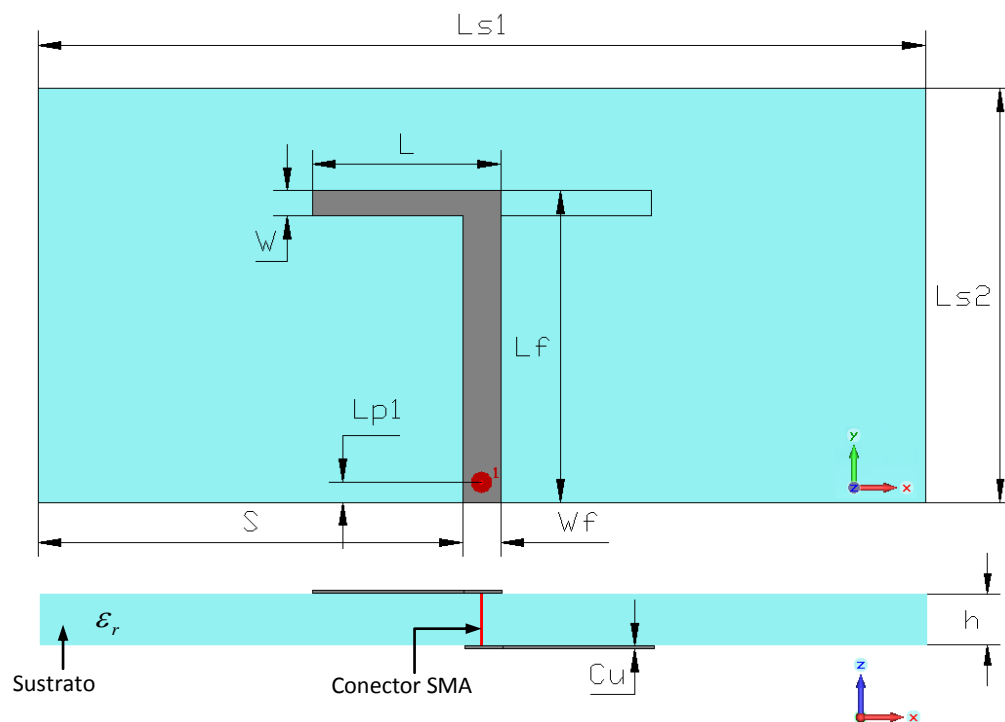


Figura 3.10. Vista frontal e inferior del dipolo impreso antipodal a 40 GHz.

Medida	Valor
h	0.5 mm
Cu	0.035 mm
ϵ_r	3.38
L	1.48 mm
W	0.2 mm
L_f	2.45 mm
W_f	0.3 mm
L_{s1}	6.95 mm
L_{s2}	3.25 mm
L_{p1}	0.2 mm
S	3.33 mm

Tabla 3.2. Valores de los distintos parámetros del dipolo impreso antipodal a 40 GHz.

De nuevo, aplicando la aproximación dada por (3.2), la longitud teórica del dipolo impreso se puede calcular como:

$$L_{eff} = \frac{\lambda_{eff}}{2} = \frac{c/\sqrt[4]{\epsilon_r}}{2 \cdot f} \approx \frac{3 \cdot 10^8 / \sqrt[4]{3.38}}{2 \cdot 40 \cdot 10^9} \approx 2.76 \text{ mm} \quad (3.4)$$

donde los valores de ϵ_r , h y W son los que aparecen en la Tabla 3.2.

En la práctica, los mejores resultados se han conseguido con una longitud de dipolo de 2.66 mm, que es muy similar al valor teórico dado por (3.4).

Los simulaciones realizadas en CST[®] se muestran a continuación. En la Figura 3.11 aparece representado el módulo del coeficiente de reflexión (s_{11}) en dB del dipolo y en la Figura 3.12 las distribuciones de corriente a la frecuencia de 40 GHz.

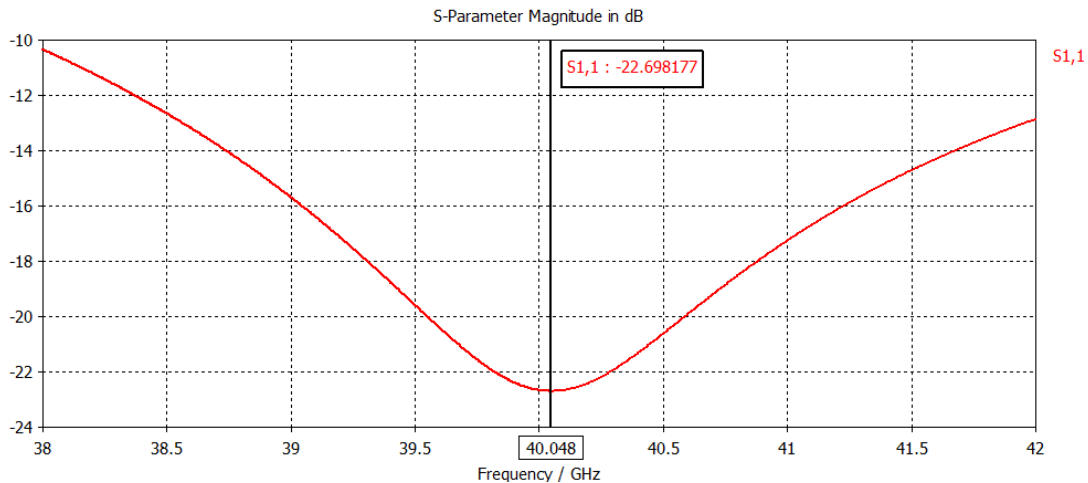


Figura 3.11. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado para el dipolo impreso antipodal a 40 GHz.

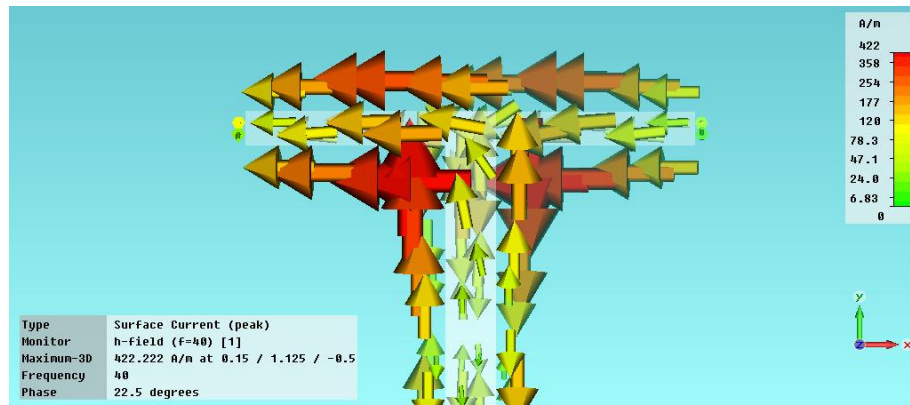


Figura 3.12. Distribuciones de corriente en el dipolo para $f = 40$ GHz.

Como podemos ver en la Figura 3.11, la frecuencia de resonancia obtenida es prácticamente 40 GHz, consiguiendo una adaptación de -22.69 dB en ese punto. El ancho de banda por debajo de -15 dB es del 6.32% alrededor de la frecuencia central. Además, en todo el rango de frecuencia simulado el parámetro s_{11} es inferior a -10 dB, por lo que el diodo se encuentra perfectamente adaptado. A partir de las distribuciones de corriente de la Figura 3.12, se puede observar que se está excitando el primer modo del dipolo, dando lugar a media longitud de onda, al igual que ocurría en el apartado 3.2.

El diagrama de radiación obtenido para el dipolo de 40 GHz es dipolar (Figura 3.13), aunque, como ocurría en el dipolo de 20 GHz, no presenta una forma toroidal perfecta. Además, para el caso actual, este efecto se hace más notorio. La causa es debida, como se ha comentado anteriormente, a la tendencia de estas antenas a radiar una mayor cantidad de potencia en la parte del sustrato. Este hecho se acentúa conforme aumenta la frecuencia, pues la longitud de onda disminuye y el espesor del sustrato es mayor si se compara con dicha longitud de onda. A partir de lo expuesto en la sección 1.1.1.1 del Capítulo 1, se comprueba que cuanto mayor sea el espesor del sustrato, mayor será la radiación en su lado.

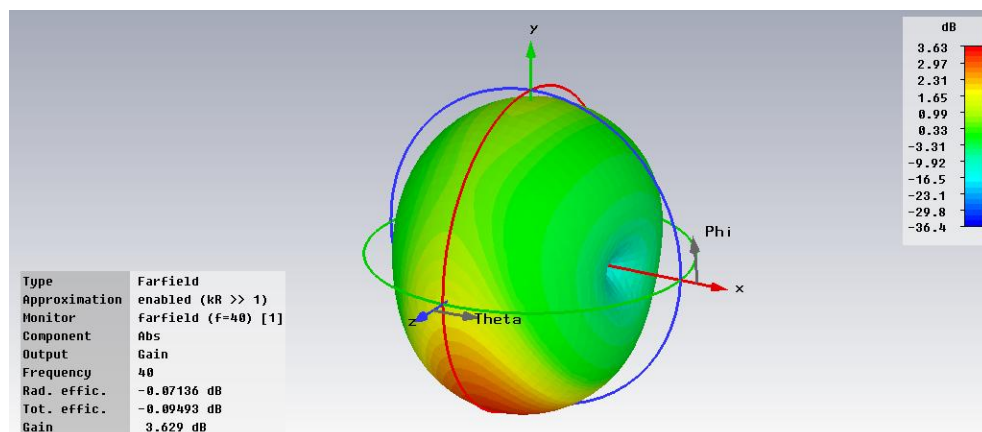


Figura 3.13. Diagrama de radiación tridimensional del dipolo impreso antipodal a 40 GHz. Ganancia máxima: 3.629 dB. Eficiencia total: 0.978.

En el plano E de la Figura 3.14 (*izquierda*) se puede observar el diagrama con forma de ocho, en el cual uno de los lóbulos está 2.8 dB por debajo del otro. Por

otro lado, para el plano H de la Figura 3.15 (*izquierda*), el diagrama de radiación es omnidireccional, aunque en este caso la omnidireccionalidad no es perfecta, pues en $\theta = 90^\circ$ se obtiene una diferencia de 2.8 dB con respecto al máximo. Se confirma así la falta de simetría en el diagrama de radiación a causa de que la máxima radiación se obtiene en el lado donde hay más sustrato. En cuanto a las componentes contrapolares, se consiguen valores aceptables por debajo de -15.7 dB para ambos planos.

Con respecto a la ganancia, su máximo valor es 3.629 dB y la eficiencia total es del 97.8%.

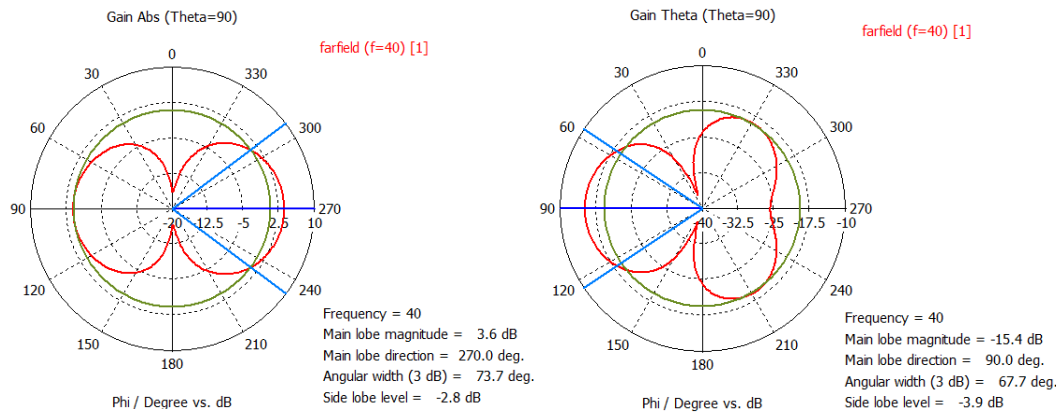


Figura 3.14. Diagrama de radiación simulado en el plano E del dipolo a 40 GHz. (*izquierda*) Componente copolar con 3.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (*derecha*) Componente contrapolar con -15.4 dB.

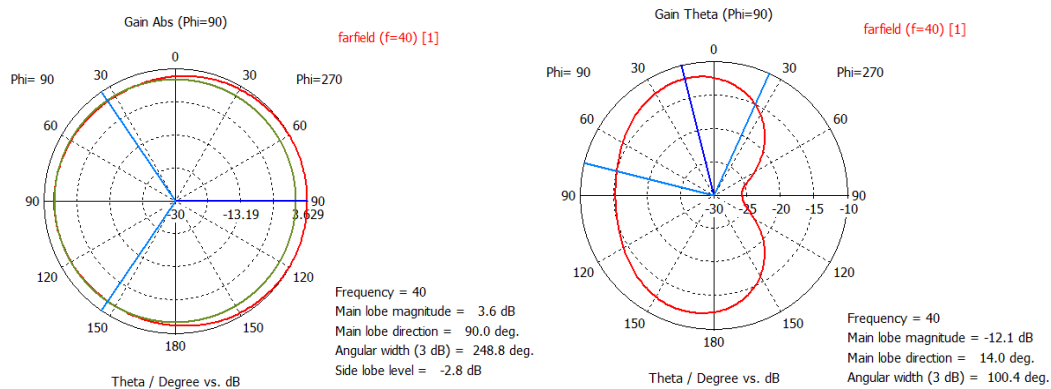


Figura 3.15. Diagrama de radiación simulado en el plano H del dipolo a 40 GHz. (*izquierda*) Componente copolar con 3.6 dB de ganancia en el lóbulo principal. (*derecha*) Componente contrapolar con -12.1 dB.

3.2.2. Resultados Experimentales

El prototipo del dipolo antipodal a 40 GHz fabricado se puede observar en la Figura 3.16. En ella se aprecian las reducidas dimensiones de este dipolo, lo que ha impedido que se pueda soldar un conector para llevar a cabo su caracterización experimental.

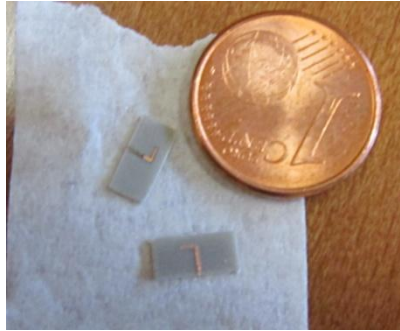


Figura 3.16. Imagen del dipolo antipodal impreso a 40 GHz construido.

3.4. Conclusiones

En este capítulo se ha realizado el diseño de dos dipolos antipodales a las dos frecuencias de estudio, 20 y 40 GHz. Además, pese a las dificultades de fabricación dadas sus reducidas dimensiones, ambas antenas se han construido. No obstante, únicamente se ha podido realizar la medida del dipolo a 20 GHz, puesto que no ha sido posible soldar el conector en el dipolo a 40 GHz debido a su mínimo tamaño. Los resultados obtenidos para el dipolo antipodal en la banda de 20 GHz han sido muy parecidos a los de simulación. Se consigue una buena adaptación para la frecuencia de funcionamiento del dipolo, con valores bastante por debajo de -10 dB. Sin embargo, existe un desplazamiento frecuencial en el coeficiente de reflexión debido posiblemente a la tolerancia en la permitividad del dieléctrico, pequeños desajustes en la implementación del dipolo o al hecho de que el puerto podría actuar como plano de masa debido a su gran tamaño en comparación con la antena. Por otro lado, se obtienen diagramas de radiación dipolares para las dos antenas, con ganancias de 2.75 y 3.63 dB para el dipolo de 20 y 40 GHz, respectivamente. Además, las componentes contrapolares tienen niveles muy por debajo de las copolares, lo que demuestra el buen funcionamiento que, en simulación, presentan las antenas diseñadas. Cabe mencionar que la ligera falta de simetría en los diagramas de radiación se debe a que los dipolos impresos de la banda de milimétricas radian una mayor cantidad de potencia en el lado del sustrato, acentuándose este efecto conforme aumenta la frecuencia. No ha sido posible realizar la caracterización de estas antenas en la cámara anecoica debido a la falta de sondas de medición en estas altas frecuencias.

La configuración de los dipolos presentados en este capítulo no permite la integración del elemento activo (diodo doblador de frecuencia) con la antena. Para que esta integración sea posible, la alimentación del dipolo debe ser coplanar, por lo que es necesario pasar de tecnología microstrip (en la que está fabricado el doblador) a coplanar. El diseño de esta transición se encuentra descrito en el Capítulo 4.

Capítulo 4

Transición de Microstrip a Stripline Coplanar

4.1. Introducción

En este capítulo se presenta el diseño, modelado numérico, fabricación y caracterización experimental de una transición de tecnología microstrip a tecnología stripline coplanar (*CoPlanar Stripline*, CPS).

La tecnología uniplanar (CPS) se caracteriza por la utilización de una sola cara del sustrato para las metalizaciones de señal y masa. La principal ventaja de este tipo de tecnología respecto a una línea microstrip es que permite la integración de dispositivos activos o pasivos en paralelo o en serie sin necesidad de realizar vías (agujeros en el sustrato que introducen efectos parásitos) gracias a que existe accesibilidad a sus planos de masa.

4.2. Diseño de la Transición

La transición llevada a cabo está basada en el artículo de Simons *et al.* [36]. Debido a que esta transición es uniplanar, proporciona varias ventajas en la integración y empaquetado de circuitos:

1. Simplifica el montaje de los distintos componentes.
2. La alimentación está en línea con la antena, lo que resulta en un diseño muy compacto.
3. La entrada en tecnología microstrip facilita la integración de la antena de tipo dipolo con el diodo doblador, lo que da lugar a un circuito transmisor compacto.

La Figura 4.1 muestra el layout de la transición de microstrip a CPS en configuración balanceada desarrollada en [36]. Como se puede observar, una línea microstrip de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$ y anchura W se acopla a dos líneas microstrip ortogonales, con impedancia característica $70 \Omega^8$ y anchura W_2 , a través de un transformador de impedancias de un cuarto de longitud de onda. Este transformador no es más que un tramo de línea de transmisión de longitud $\lambda/4$, donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de diseño, f_0 . Su impedancia característica, Z'_0 , se puede calcular mediante la siguiente fórmula:

$$Z'_0 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (4.1)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión que se está compensando, en este caso 50Ω , y Z_L es la impedancia de la carga, 35Ω , ya que la resistencia equivalente de las dos líneas microstrip ortogonales es $70 \Omega \parallel 70 \Omega = 35 \Omega$. Por tanto,

$$Z'_0 = \sqrt{50 \cdot 35} = 41.83 \Omega \quad (4.2)$$

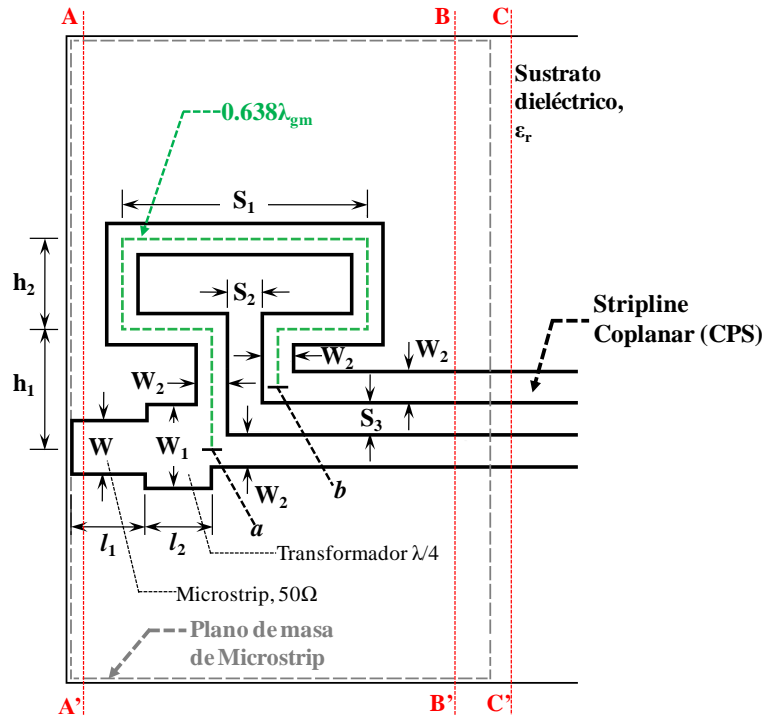


Figura 4.1. Esquemático de la transición de microstrip a stripline coplanar en configuración balanceada [36].

⁸ La impedancia característica de 70Ω se ha escogido para facilitar la fabricación.

En una transición ideal, la longitud media del camino del lazo doblado (desde a hasta b) sería igual a $0.5\lambda_{g(\text{microstrip})}$, donde $\lambda_{g(\text{microstrip})}$ es la longitud de onda en la línea microstrip de $Z_0 = 70 \Omega$ a la frecuencia f_0 . De este modo la longitud eléctrica del lazo sería:

$$\theta = 2\pi \cdot d(\lambda) = 2\pi \cdot 0.5 = \pi = 180^\circ \quad (4.3)$$

Sin embargo, en su implementación práctica para un funcionamiento en banda ancha se deben compensar los elementos parásitos que aparecen debidos a la curva en ángulo recto. Una solución sencilla para este problema consiste en incrementar la longitud $a - b$. En el artículo [36] se ha elegido una longitud del lazo doblado de $0.638\lambda_{g(\text{microstrip})}$ para asegurar que la diferencia de fase entre la señal en el punto a y la señal en el punto b es 180° .

En la Figura 4.2 aparecen representadas las distribuciones de campo eléctrico en los tres cortes mostrados en rojo en la Figura 4.1. La orientación horizontal de las líneas de campo eléctrico en las líneas microstrip acopladas (B-B') hace que la transición a una línea stripline coplanar sea muy simple [36].

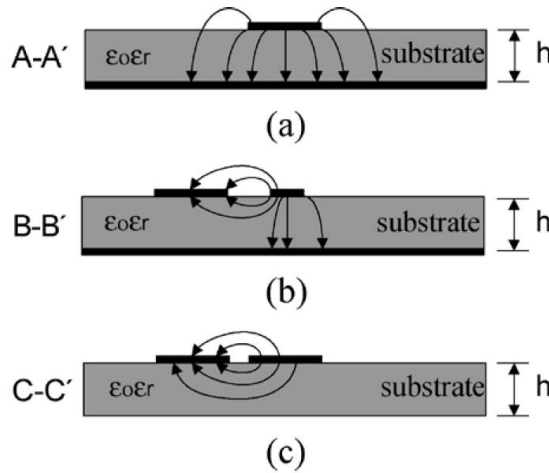


Figura 4.2. Vista de la sección transversal de las distribuciones de campo eléctrico: (a) línea microstrip, (b) líneas microstrip acopladas y (c) CPS [37].

4.3. Modelado Numérico de la Transición

La transición balanceada mostrada en la Figura 4.1 se ha diseñado para una frecuencia de funcionamiento $f_0 = 20 \text{ GHz}$ y ha sido fabricada sobre un sustrato 25N° de 0.5 mm de espesor ($\epsilon_r = 3.38$), cuyas características ya se han descrito previamente al comienzo del Capítulo 3.

4.3.1. Modelado en Microwave Office[®]

En primer lugar se diseñó el esquemático de la transición en tecnología microstrip mediante Microwave Office[®] (Figura 4.3) debido a su fácil

implementación y rapidez a la hora de realizar las simulaciones. Para calcular las medidas de los distintos tramos de líneas de transmisión se ha empleado la herramienta *TXLine* de Microwave Office® junto con los datos proporcionados en el artículo.

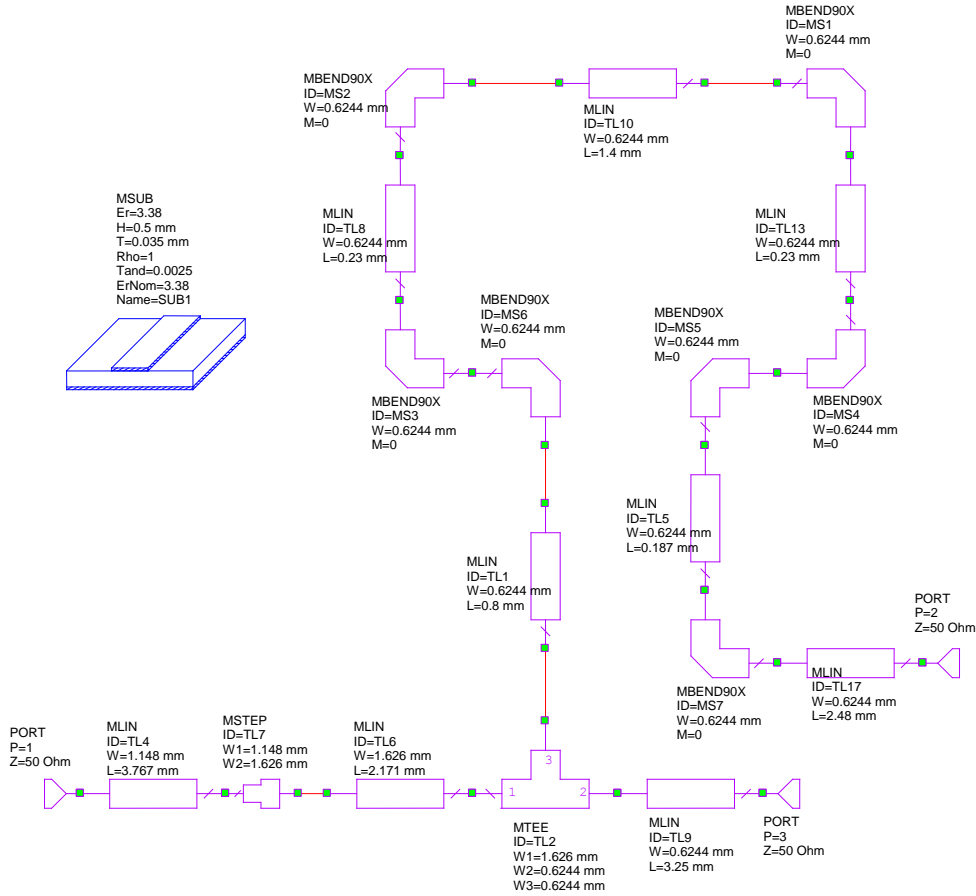


Figura 4.3. Esquemático de la transición de microstrip a stripline coplanar realizado en Microwave Office®.

Parámetro	Valor (mm)	
W	1.148	$Z_0 = 50\Omega$
l_1	3.767	
W_1	1.626	$Z'_0 = 41.83\Omega$
l_2	2.49	
W_2	0.624	$Z = 70\Omega$
h_1	1.92	
h_2	0.86	
S_1	2.03	
S_2	0.15	
S_3	0.49	

Tabla 4.1. Valores de los distintos parámetros de la transición de microstrip a CPS mostrada en la Figura 4.1 para el diseño realizado en Microwave Office®.

En el esquemático de la Figura 4.3 se ha empleado el componente *MBEND90X* (*Microstrip Bend Mitered 90deg*) para implementar las curvas en ángulo recto. Este modelo no incluye los efectos de las pérdidas asociadas al dieléctrico, los conductores o de radiación, por lo que los resultados de simulación no serán totalmente precisos. La topología de este componente se puede observar en la Figura 4.4. Los parámetros de los que depende son la anchura del conductor (en este caso W_2 , correspondiente a una impedancia de $70\ \Omega$) y el factor M (0-0.99). Este factor, definido como $M = x/d$, determina la forma de la curva según la expresión (4.4). En nuestro caso, $M = 0$.

$$d - x = \sqrt{2} \cdot W \cdot (1 - M) \quad (4.4)$$

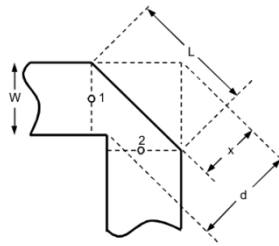


Figura 4.4. Topología del componente *MBEND90X* de Microwave Office®.

Para modelar las líneas de transmisión microstrip se ha utilizado el componente *MLIN* (*Microstrip Line*) de Microwave Office®.

El layout del circuito de la Figura 4.3 se muestra en la Figura 4.5 junto con sus correspondientes cotas en mm.

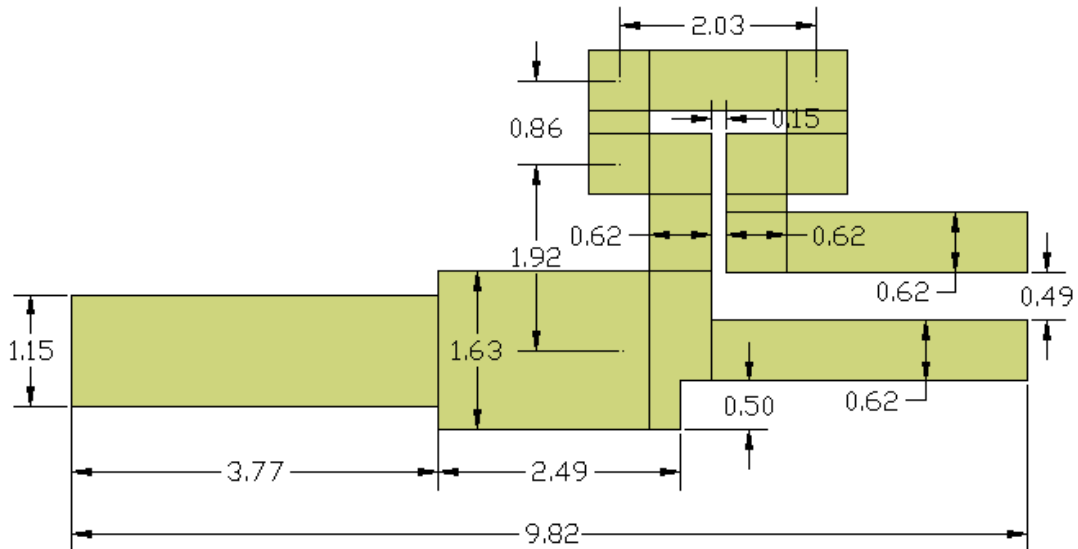


Figura 4.5. Layout de la transición de microstrip a stripline coplanar en Microwave Office®. Las medidas aparecen en mm.

El valor de la longitud de onda en la línea microstrip de impedancia característica $70\ \Omega$ a la frecuencia $f_0 = 20\ \text{GHz}$ viene dado por:

$$\lambda_{gm} = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (4.5)$$

donde ϵ_{reff} es la permitividad dieléctrica efectiva de la línea microstrip, que se puede aproximar como:

$$\epsilon_{reff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (4.6)$$

W es la anchura de la línea de transmisión de 70Ω , es decir, W_2 (Tabla 4.1). ϵ_r es la constante dieléctrica del sustrato 25N[®], 3.38, y h es su espesor, en este caso 0.5 mm. Por lo tanto, sustituyendo estos datos en (4.6) se tiene que el valor de ϵ_{reff} es el siguiente:

$$\epsilon_{reff} \approx \frac{3.38 + 1}{2} + \frac{3.38 - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot 0.5 / 0.624}} = 2.55 \quad (4.7)$$

De este modo, la longitud de onda dada por (4.5) quedaría:

$$\lambda_{gm} = \frac{3 \cdot 10^8}{20 \cdot 10^9 \sqrt{2.55}} = 9.38 \text{ mm} \quad (4.8)$$

Con el fin de conseguir un desfase de 180° entre el puerto 2 y el puerto 3 del circuito mostrado en la Figura 4.3, la longitud de los distintos tramos de línea que conforman el lazo doblado se ha tenido que ajustar con la herramienta *Tune* de Microwave Office[®]. La longitud media de dicho lazo para la que se ha logrado este propósito ha sido:

$$L_l = h_1 + 2h_2 + S_1 + (S_1 - S_2 - W_2) + (h_1 - S_3 - W_2) = 7.74 \text{ mm} \quad (4.9)$$

Este valor equivale a $0.82\lambda_{gm}$, que difiere significativamente de la longitud correspondiente a $0.638\lambda_{gm}$ dada en el artículo [36] y está aún más lejos de los $0.5\lambda_{gm}$ ideales. El motivo de este incremento en el camino eléctrico puede ser ocasionado, como se ha mencionado anteriormente, por los elementos parásitos que aparecen debidos a las curvaturas en ángulo recto. Además, debido a que la anchura de las líneas de 70Ω es relativamente grande comparada con la longitud de onda, es físicamente imposible construir el lazo doblado de una longitud igual a 4.69 mm ($0.5\lambda_{gm}$).

A continuación se muestra el módulo (en dB) y la fase de los parámetros S asociados al esquemático de la Figura 4.3 y simulados en Microwave Office[®]. El ancho de banda de simulación ha sido del 20% alrededor de la frecuencia central (20 GHz). Cabe destacar que se trata de un analizador circuital, por lo que no tiene

en cuenta el acoplo que se está produciendo entre las líneas debido a su proximidad (sobre todo en el tramo del lazo doblado).

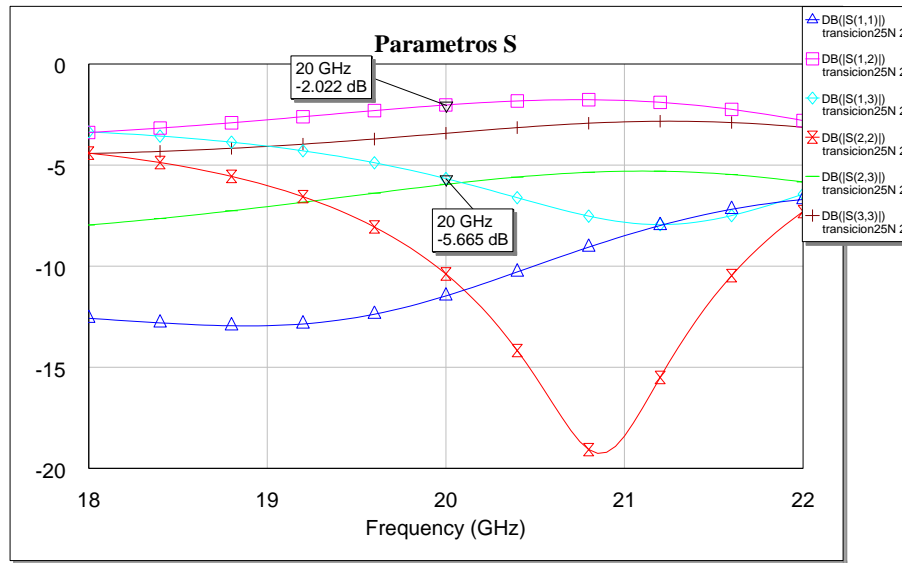


Figura 4.6. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en Microwave Office® para la transición microstrip-CPS.

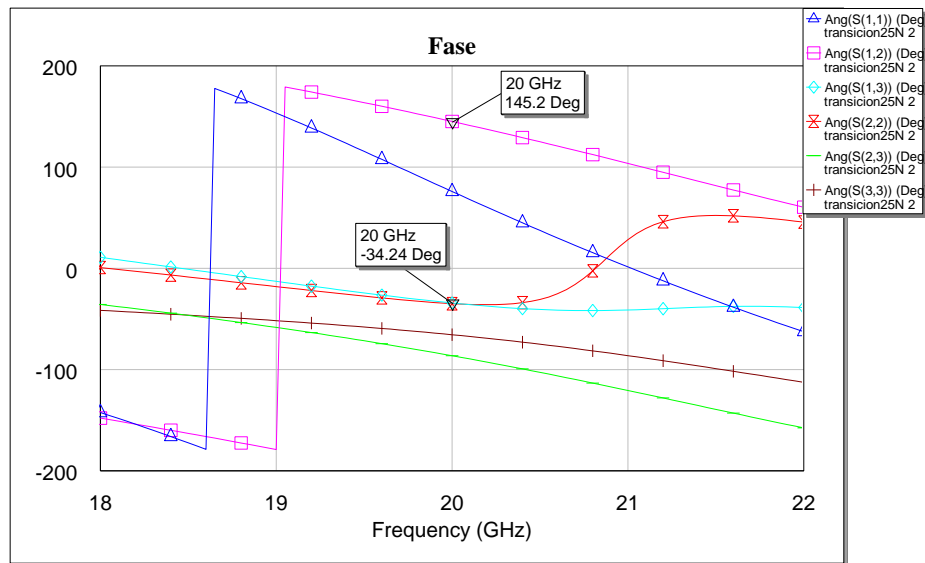


Figura 4.7. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en Microwave Office® para la transición microstrip-CPS.

En la Figura 4.6 se puede observar que las amplitudes de los parámetros de transmisión s_{12} y s_{13} difieren significativamente y, además, en el caso de este último las pérdidas que se producen son considerables. El motivo de estos resultados es debido a que el modelo utilizado en Microwave Office® no es el adecuado, ya que lo que se pretende conseguir es una transición con salida en tecnología coplanar y aquí lo que se tiene es un divisor en tecnología microstrip con un problema de acoplamiento importante. En cuanto a la adaptación, tanto el puerto 1 como el 2 se encuentran correctamente adaptados (la amplitud de s_{11} y s_{22} está por debajo de -10

dB a 20 GHz), pero la adaptación en el puerto 3 es muy mala⁹ (la magnitud del parámetro s_{33} a 20 GHz es -3.4 dB, lo que implica que se refleja aproximadamente el 46% de la potencia). Por otro lado, el aislamiento entre los puertos 2 y 3 es muy pobre. Evidentemente, se trata de una red recíproca ($s_{mn} = s_{nm}$), pues es pasiva y sólo contiene materiales isótropos como medio de transmisión. Con respecto a la fase, en la Figura 4.7 se puede apreciar que el desfase existente entre s_{12} y s_{13} es aproximadamente 180° (exactamente 179.44°) a la frecuencia de interés, por lo que el circuito está funcionando correctamente como una estructura balanceada.

4.3.2. Modelado en CST Microwave Studio®

4.3.2.1. Configuración Estándar

El siguiente paso en el modelado de la transición de microstrip a stripline coplanar es implementar el circuito de la Figura 4.5 en CST Microwave Studio®. Este programa es un analizador electromagnético, por lo que en las simulaciones se tendrán en cuenta los acoplos existentes entre las líneas de transmisión y se obtendrá una representación más fiel del funcionamiento real del circuito.

El esquemático se ha realizado en CST® exactamente con las mismas medidas que aparecen en la Figura 4.5. En la Figura 4.8 se pueden observar las distintas vistas del diseño efectuado con este programa. En la parte posterior del sustrato se sitúa un plano de masa que posee las mismas dimensiones que éste ($L_{s1} \times L_{s2}$).

Los puertos utilizados para el análisis del circuito son del tipo *Discrete Port* (puerto discreto) con impedancia de referencia 50Ω . Estos puertos se sitúan de modo que atraviesen tanto el sustrato como las metalizaciones de la cara frontal y posterior de éste. En la Figura 4.9 se muestran en detalle la situación de los puertos 2 y 3.

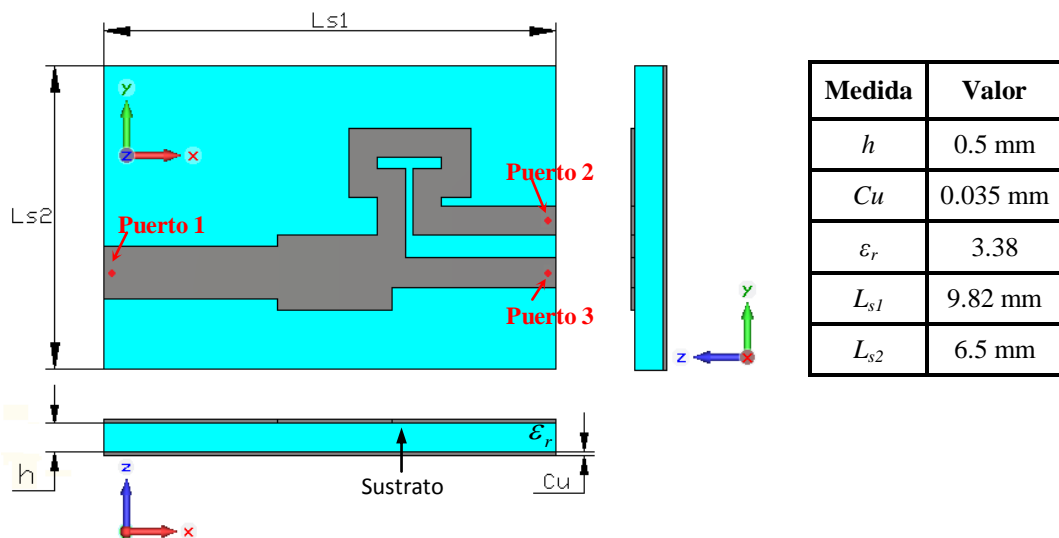


Figura 4.8. Vista frontal, lateral derecha e inferior de la transición microstrip-CPS realizada en CST®.

⁹ Cabe recordar que no es posible construir una red adaptada en sus tres puertos y que sea simultáneamente recíproca y no disipativa [30].

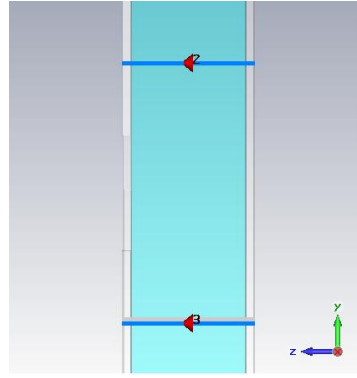


Figura 4.9. Detalle de la situación de los puertos 2 y 3 de la transición diseñada en CST®.

En la Figura 4.10 aparece representada la magnitud en dB de los parámetros S asociados al circuito de la Figura 4.8. Se puede observar que los resultados obtenidos con CST® difieren perceptiblemente de los mostrados en la Figura 4.6, puesto que en este caso se está considerando el acoplo que se produce en el tramo del lazo doblado. La adaptación de los tres puertos mejora, obteniéndose un valor de -8.7 dB para el parámetro s_{33} frente a los -3.4 dB que se obtenían en Microwave Office®. Del mismo modo, la diferencia de amplitudes entre los parámetros s_{12} y s_{13} es -0.92 dB, mientras que en el caso anterior era de -3.6 dB. También cabe destacar que en Microwave Office® la menor transferencia de potencia se producía para el puerto 3 y en CST® ocurre lo contrario, es decir, las mayores pérdidas se producen para el puerto 2. No obstante, aunque la desigualdad entre las magnitudes de s_{12} y s_{13} sea menos acentuada, aún sigue siendo considerable y hay que reducirla, pues la potencia en ambos puertos de salida debería ser lo más idéntica posible.

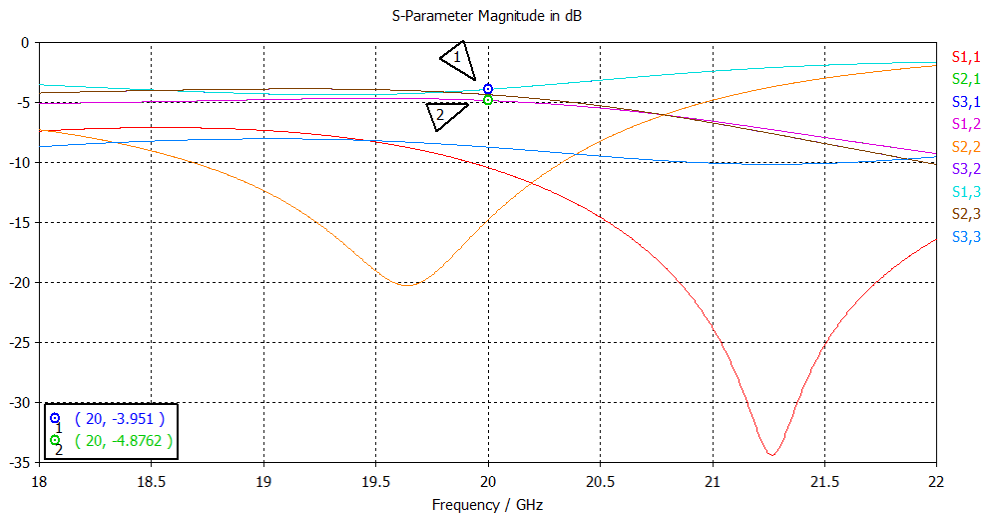


Figura 4.10. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.

La fase de los parámetros S se muestra en la Figura 4.11. Como puede apreciarse, los resultados obtenidos son distintos de los simulados en Microwave Office®. En este caso, el desfase entre s_{12} y s_{13} es únicamente de 145.67° , por lo que habrá que modificar la longitud del meandro hasta conseguir los 180° deseados.

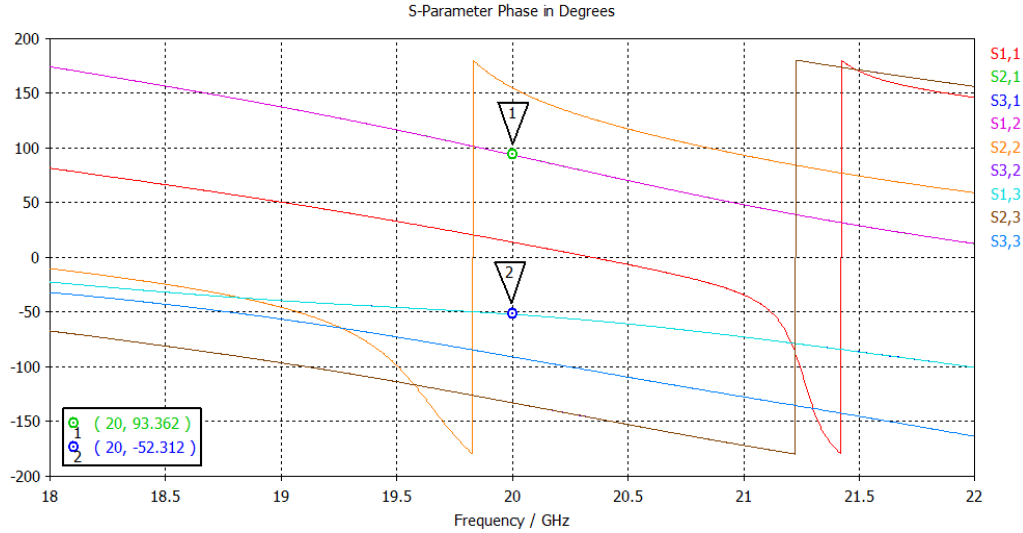


Figura 4.11. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.

Con el fin de compensar las amplitudes de los parámetros s_{12} y s_{13} se procede a descompensar la anchura de las líneas de salida. Puesto que las mayores pérdidas se producen para el puerto 2, se ha realizado un análisis paramétrico para observar cómo varía la amplitud de los parámetros S previamente mencionados en función de la anchura de la línea de salida del puerto 2. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4.12.

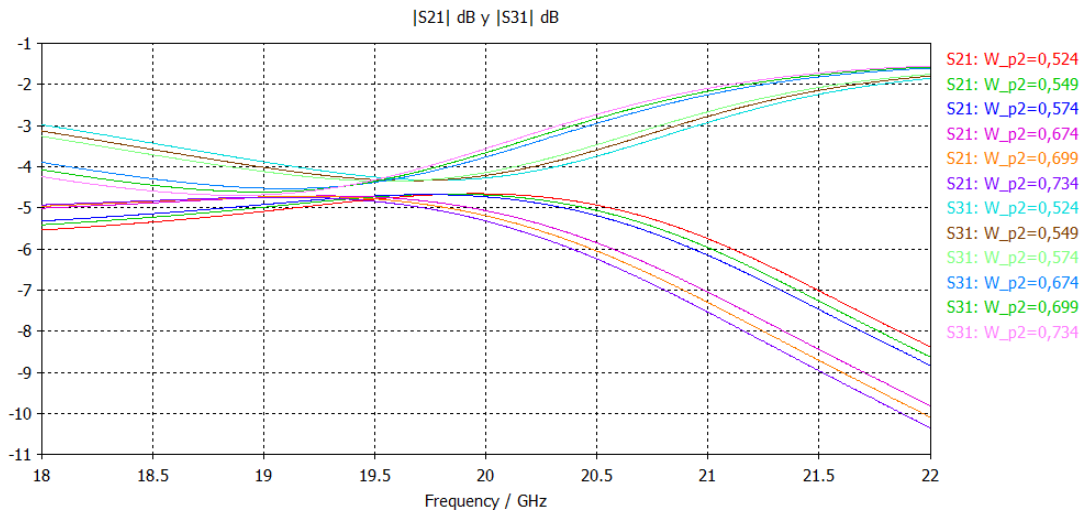


Figura 4.12. Análisis paramétrico de las magnitudes de s_{12} y s_{13} en función de la anchura de la línea de salida del puerto 2.

Se comprueba que conforme disminuye la anchura de la línea del puerto 2, la separación que existe entre las magnitudes de los parámetros s_{12} y s_{13} se reduce (a la frecuencia de funcionamiento, 20 GHz). Es decir, la potencia transmitida al puerto 2 aumenta, mientras que la potencia que llega al puerto 3 se atenúa. Por tanto, la menor diferencia de amplitudes se consigue con una anchura de 0.524 mm (0.1 mm menos que el valor de W_2 , Tabla 4.1).

Asimismo, también se ha obtenido la representación de cómo afecta la variación de la anchura de la línea del puerto 2 al parámetro de reflexión s_{11} . Estos resultados se muestran en la Figura 4.13.

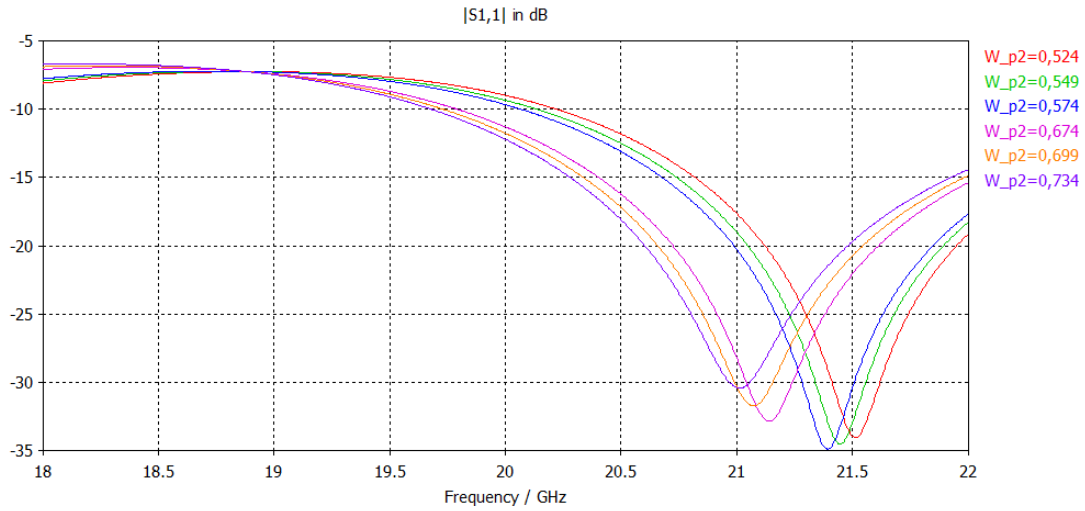


Figura 4.13. Variación del parámetro de reflexión s_{11} en función de la anchura de la línea del puerto 2.

En este caso, si nos centramos en las tres anchuras menores, la adaptación a 20 GHz empeora a medida que disminuye la anchura de la línea del puerto 2, de modo que el parámetro s_{11} es mínimo (en valor absoluto) cuando la anchura es igual a 0.524 mm.

A la vista de los resultados, se ha de elegir una anchura que reduzca la diferencia de amplitud entre s_{12} y s_{13} , pero sin penalizar demasiado la adaptación del puerto 1. En consecuencia, se ha decidido escoger la anchura de 0.549 mm, lo que supone una reducción de 0.075 mm con respecto a la medida original (W_2 , Tabla 4.1).

En la Figura 4.14 se puede observar la vista frontal del circuito diseñado en CST® y en la Tabla 4.2 sus dimensiones. Los únicos cambios con respecto a los datos mostrados en la Tabla 4.1 son W_3 , que es la nueva anchura de la línea del puerto 2, y S_3 , la separación entre las dos líneas de salida.

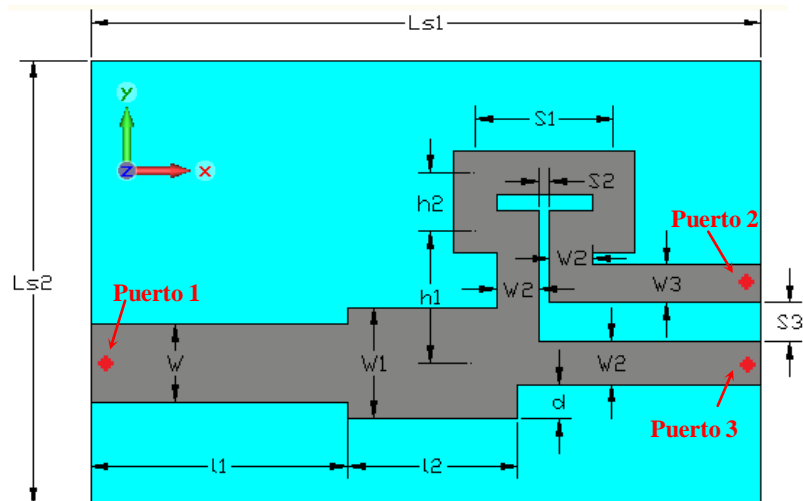


Figura 4.14. Vista frontal de la transición microstrip-CPS con las líneas de salida de diferente anchura.

Parámetro	Valor (mm)
L_{s1}	9.82
L_{s2}	6.50
W	1.15
l_1	3.77
W_1	1.63
l_2	2.49
W_2	0.62
W_3	0.55
d	0.50
h_1	1.92
h_2	0.86
S_1	2.03
S_2	0.15
S_3	0.57

Tabla 4.2. Dimensiones de la transición de microstrip-CPS mostrada en la Figura 4.14.

Los resultados obtenidos en simulación se muestran a continuación. En la Figura 4.15 se encuentra representado el módulo de los parámetros S en dB. En este caso, la diferencia entre s_{12} y s_{13} es de 0.48 dB a 20 GHz. El valor del parámetro de reflexión s_{11} es ligeramente superior a -10 dB, por lo que la adaptación en el puerto 1 ha empeorado con respecto a los resultados de la Figura 4.10. No obstante, como se ha comentado anteriormente, este deterioro en la adaptación era necesario para poder conseguir que las amplitudes de s_{12} y s_{13} sean más similares.

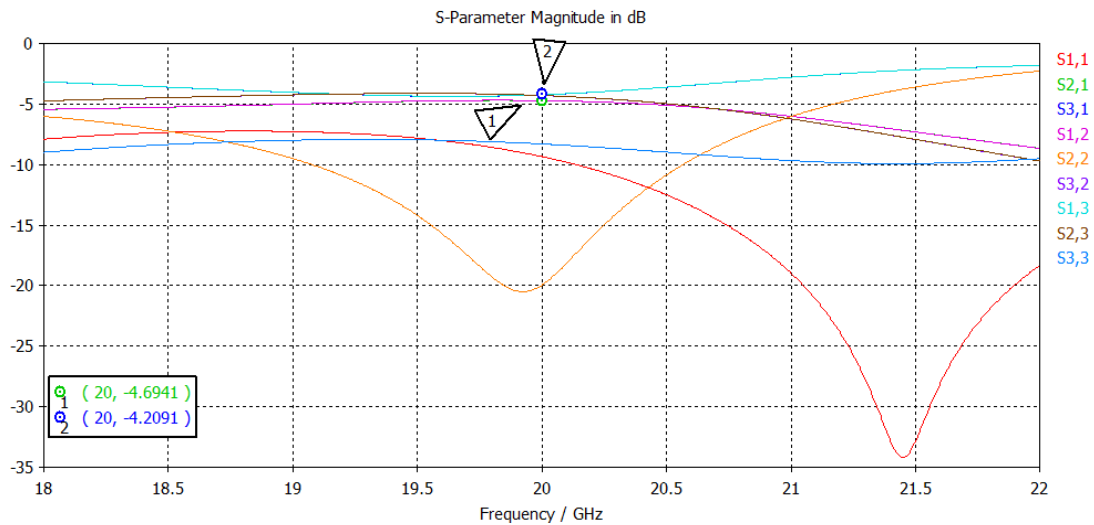


Figura 4.15. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.

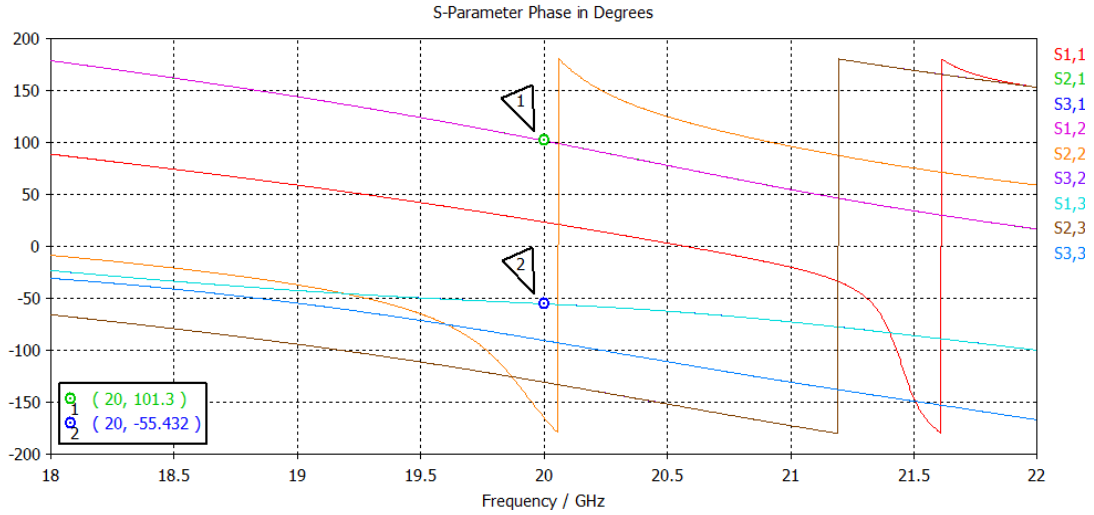


Figura 4.16. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.

En la Figura 4.16 se muestra la fase de los parámetros S. En ella puede observarse que el desfase entre el puerto 2 y el 3 es de 156.732° . Para conseguir que la diferencia de fase entre estos dos puertos sea aproximadamente 180° , se han modificado los valores de h_1 , h_2 , S_1 y S_3 . La Tabla 4.3 contiene las distintas medidas de la nueva transición de microstrip a CPS diseñada y en ella aparecen señalizados en rojo los parámetros que se han visto modificados. Los resultados obtenidos en simulación se muestran en la Figura 4.17 y Figura 4.18.

Parámetro	Valor (mm)
L_{s1}	9.82
L_{s2}	6.50
W	1.15
l_1	3.77
W_1	1.63
l_2	2.49
W_2	0.62
W_3	0.55
d	0.50
h_1	1.86
h_2	0.82
S_1	2.01
S_2	0.15
S_3	0.50

Tabla 4.3. Medidas de los distintos parámetros de la transición microstrip-CPS diseñada en CST®.

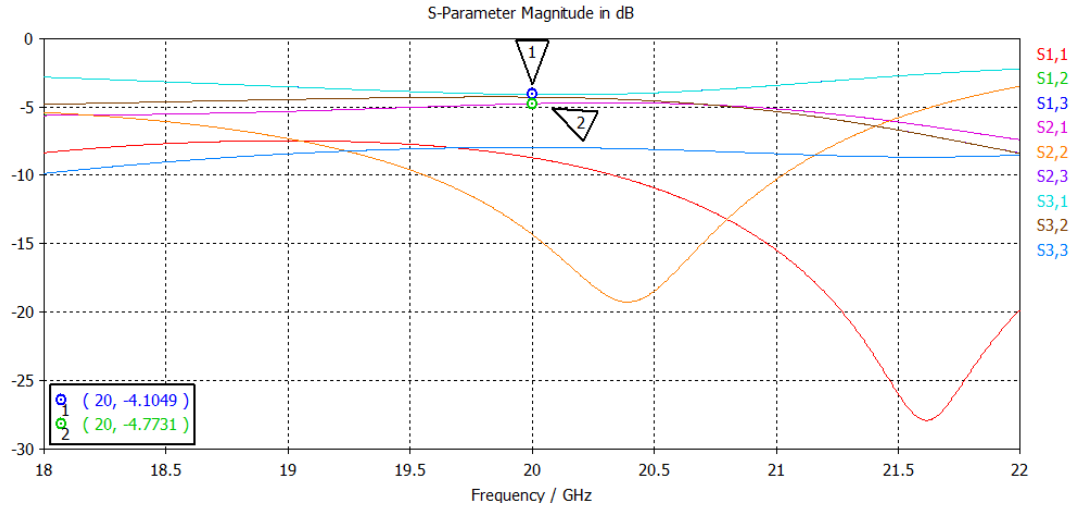


Figura 4.17. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.

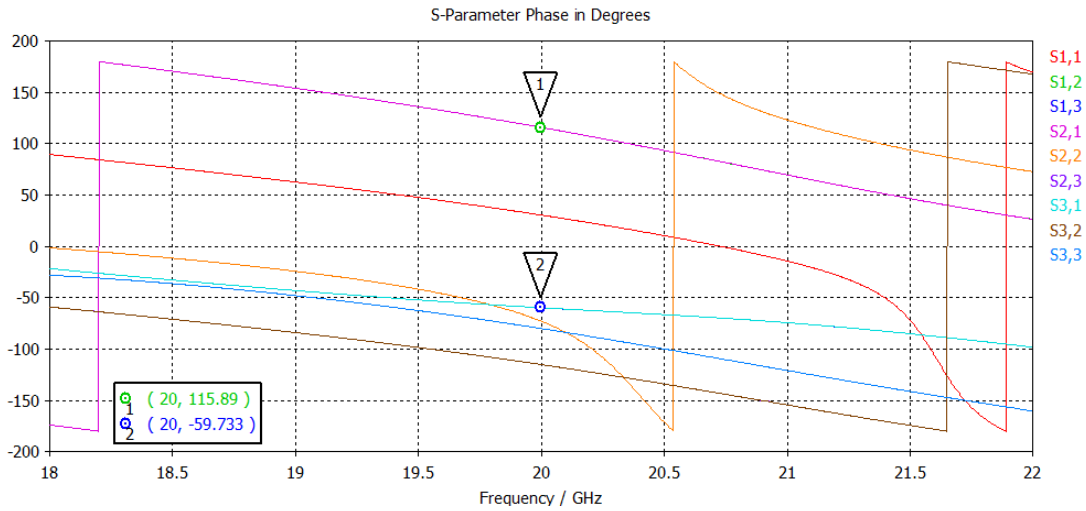


Figura 4.18. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS.

El desfase entre s_{12} y s_{13} conseguido en este caso es 175.623° , el cual está muy cercano a 180° , por lo que se da por válido. El problema que surgía al intentar aumentar la diferencia de fase entre ambos parámetros es que la diferencia de amplitud también se incrementaba. Por ello, ha sido necesario llegar a un compromiso entre ambos requisitos, resultando una separación de 0.66 dB entre las magnitudes de s_{12} y s_{13} . Cabe mencionar que las pérdidas que se producen a estas frecuencias tan altas son importantes (más de 4 dB).

4.3.2.2. Configuración en Espejo

Debido a que la entrada de la transición es en tecnología microstrip (no balanceada) y la salida es en CPS (balanceada), para comprobar el correcto funcionamiento del circuito se tendrían que medir los parámetros diferenciales. Una alternativa para obtener la información deseada es realizar un espejo, tal y como aparece en la Figura 4.19 del artículo [36]. De esta manera se puede comprobar si la

transición de microstrip a CPS está funcionando correctamente, comparando los resultados obtenidos en las simulaciones con los proporcionados en el artículo.

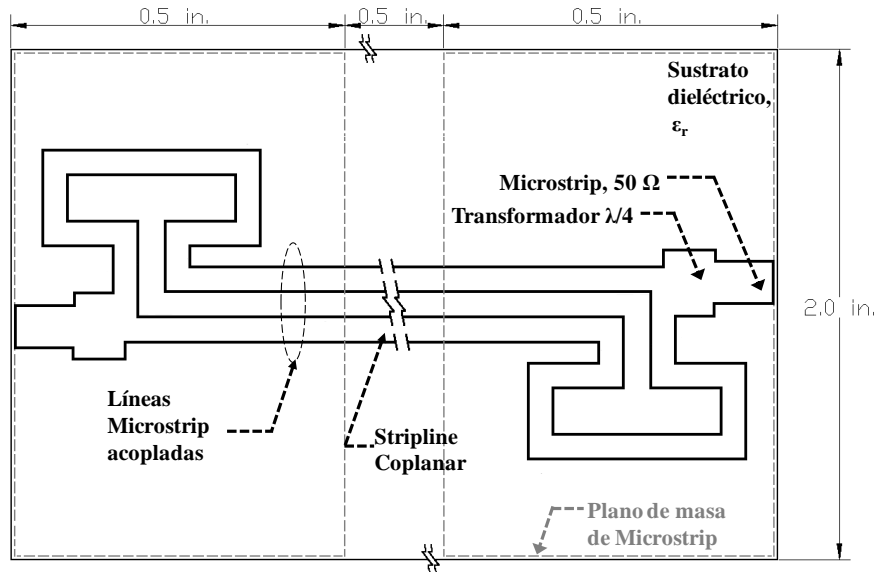


Figura 4.19. Esquemático de la transición microstrip-CPS en configuración espejo mostrado en el artículo [36].

Para el diseño de la transición en CST[®] se emplearon las medidas que aparecen en la Tabla 4.3, que fueron con las que se obtuvieron los mejores resultados en la sección 4.3.2.1. Este diseño está compuesto por la transición en configuración normal explicada en el apartado anterior, en la cual se prolongan las líneas de salida una longitud L_{s1} . En este tramo no se sitúa un plano de masa en la cara posterior del sustrato ya que se trata de líneas CPS. Seguidamente, tras la prolongación de longitud L_{s1} , se pasa de nuevo a las líneas microstrip acopladas pertenecientes a la transición en configuración normal volteada verticalmente y que posee, al tratarse de tecnología microstrip, un plano de masa en la parte trasera del sustrato.

Las vistas del circuito implementado en CST[®] se muestran en la Figura 4.20 y en la Tabla 4.4 el valor de los distintos parámetros que aparecen en ella.

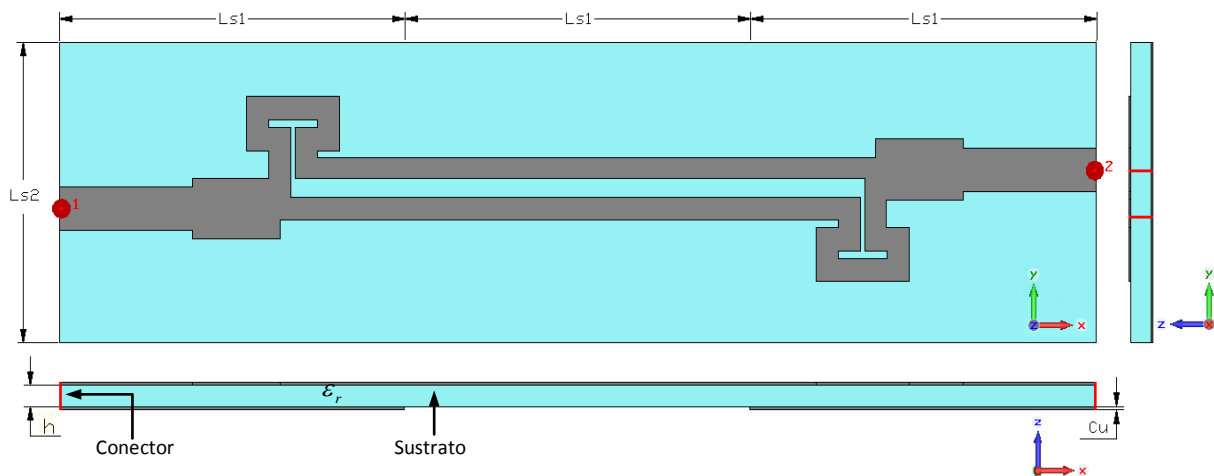


Figura 4.20. Vista frontal, lateral derecha e inferior de la transición microstrip-CPS en configuración espejo diseñada en CST[®].

Parámetro	Valor
h	0.50 mm
Cu	0.035 mm
ϵ_r	3.38
L_{s1}	9.82 mm
L_{s2}	8.00 mm

Tabla 4.4. Valor de los parámetros del circuito mostrado en la Figura 4.20 para la transición microstrip-CPS en configuración espejo.

En la Figura 4.21 y Figura 4.22 se muestra, respectivamente, la amplitud (en dB) y la fase de los parámetros S asociados al circuito de la Figura 4.20. Debe notarse que la transición en configuración espejo implementada no es completamente simétrica, puesto que las líneas CPS tienen distintas anchuras (W_3 y W_2). Por este motivo, la magnitud y la fase de s_{11} y s_{22} no son totalmente idénticas, si bien en la mayoría de los tramos la separación que existe entre ambos parámetros es mínima. A 20 GHz, s_{11} y s_{22} difieren en 0.738 dB. En cuanto a la amplitud de s_{12} , puede verse que su valor a la frecuencia de diseño es -1.49 dB, por lo que las pérdidas de transmisión que existen son mínimas y el circuito presenta un funcionamiento correcto. El ancho de banda en el que las pérdidas de inserción (s_{12}) son inferiores a 2 dB (en valor absoluto) es aproximadamente del 21%, y las pérdidas de retorno correspondientes son iguales o menores de -10 dB. Cabe mencionar que se ha producido un ligero desplazamiento hacia la izquierda de la frecuencia central.

En la Figura 4.23 se pueden observar los resultados teóricos obtenidos en el artículo [36]. Si se comparan con la Figura 4.21, se aprecia que el comportamiento en ambos casos es muy similar.

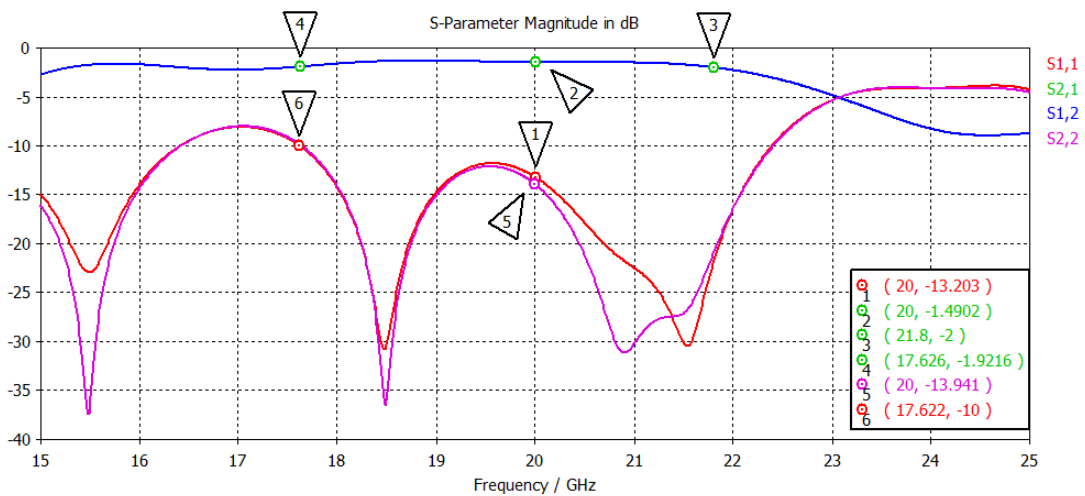


Figura 4.21. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS en configuración espejo.

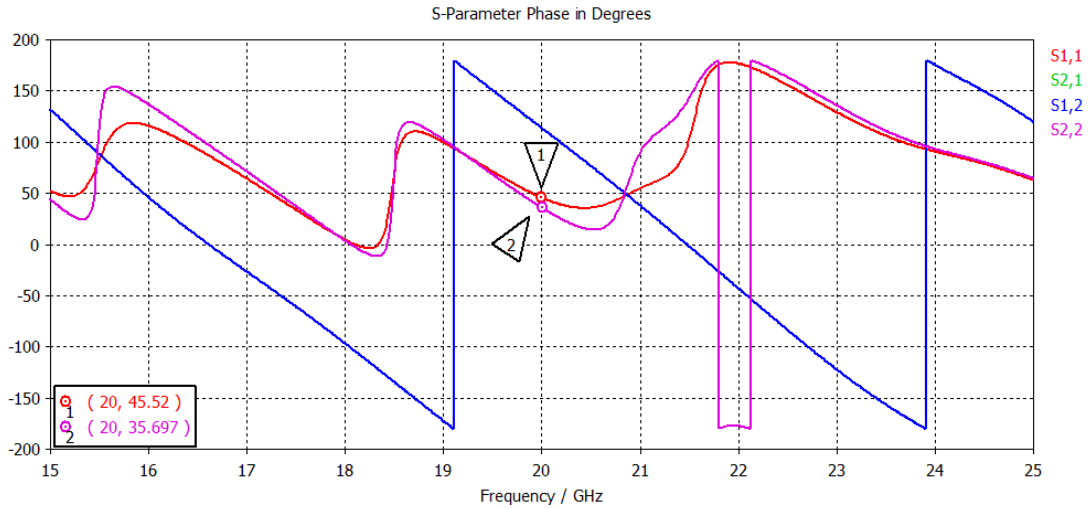


Figura 4.22. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS en configuración espejo.

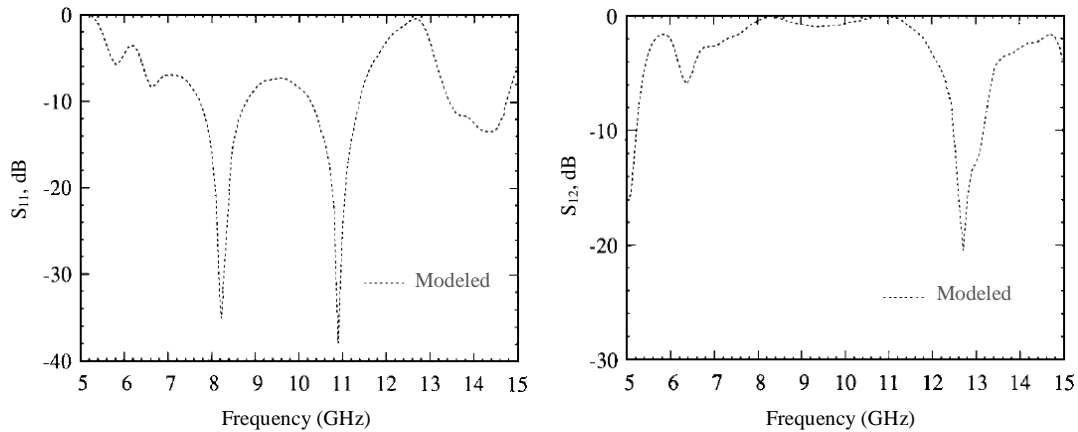


Figura 4.23. Resultados de simulación del artículo [36] para una frecuencia de funcionamiento de 10 GHz. (izquierda) Pérdidas de retorno (S_{11}). (derecha) Pérdidas de inserción (S_{12}).

4.4. Fabricación de la Transición

A continuación se presentan los dos prototipos de transiciones de microstrip a CPS fabricados. En el primero de ellos, la configuración de la transición es la normal, con un puerto de entrada y dos de salida, mientras que en el segundo se ha construido la transición en configuración espejo, constando únicamente de dos puertos.

4.4.1. Configuración Estándar

La transición microstrip-CPS construida está basada en el diseño de la Figura 4.14 con las medidas mostradas en la Tabla 4.3 (para las que se obtuvieron los mejores resultados en simulación). No obstante, los conectores coaxiales empleados en la fabricación del circuito son de tipo SMA 3.5, con lo cual su diámetro es de 0.35 pulgadas, es decir, 8.8 mm. Debido al gran tamaño de estos conectores en

comparación con las dimensiones del circuito en cuestión, es necesario que entre las líneas de salida del puerto 2 y 3 exista una separación de al menos 1 cm. De esta manera se podrá disponer de espacio suficiente para soldar ambos conectores sin problemas.

El layout de la transición construida puede observarse en la Figura 4.24 y sus dimensiones aparecen en la Tabla 4.5. La parte posterior del circuito (plano de masa) se muestra en la Figura 4.25.

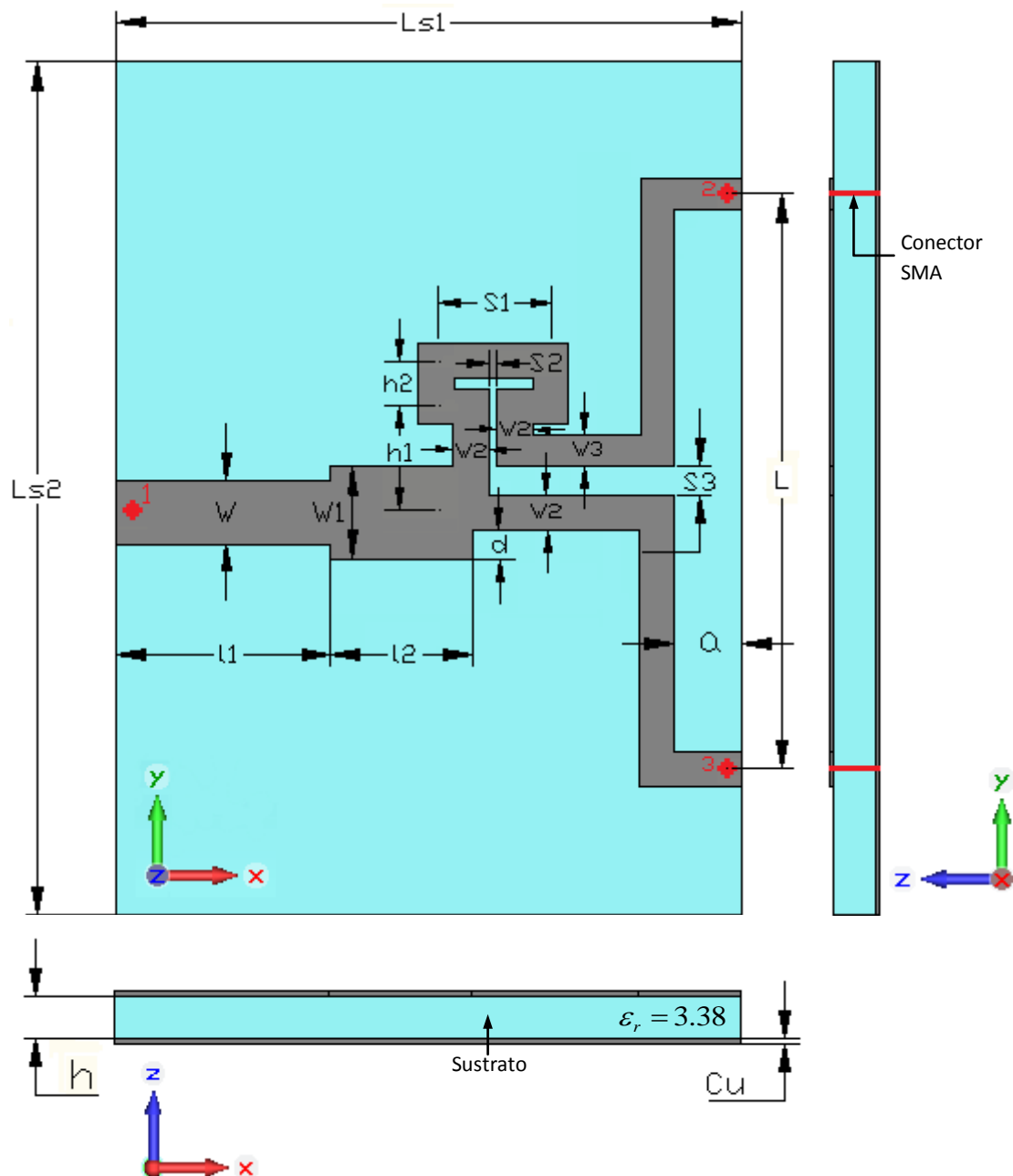


Figura 4.24. Vista frontal, lateral derecha e inferior de la transición microstrip-CPS construida. Los círculos rojos representan los conectores.

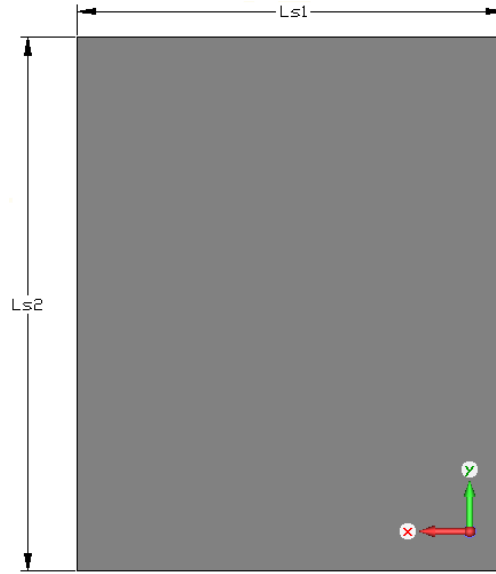


Figura 4.25. Plano de masa de la transición microstrip-CPS situado en la parte posterior del sustrato.

Parámetro	Valor (mm)
h	0.50
Cu	0.035
L_{s1}	11.00
L_{s2}	15.00
W	1.15
l_1	3.77
W_1	1.63
l_2	2.49
W_2	0.62
W_3	0.55
d	0.50
h_1	1.86
h_2	0.82
S_1	2.01
S_2	0.15
S_3	0.50
a	1.20
L	10.10

Tabla 4.5. Dimensiones de la transición microstrip-CPS construida.

Al prolongar la longitud y separación de las dos líneas de salida, los resultados de simulación varían considerablemente (Figura 4.26 y Figura 4.27). Las pérdidas de transmisión en este caso son del orden de 5 dB. Las amplitudes de s_{12} y s_{13} difieren en 0.39 dB, por lo que se produce una mejora con respecto a los resultados mostrados en la Figura 4.17. Sin embargo, la adaptación del puerto 2 y del puerto 3 se ve deteriorada. En cuanto al desfase entre s_{12} y s_{13} , se obtiene

180.74°, con lo cual se puede concluir que se ha conseguido implementar la estructura balanceada deseada.

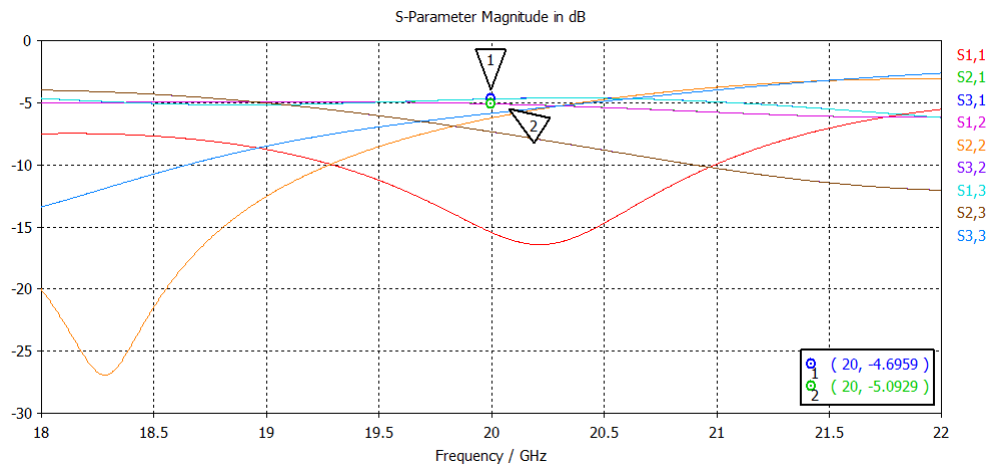


Figura 4.26. Módulo (en dB) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS construida.

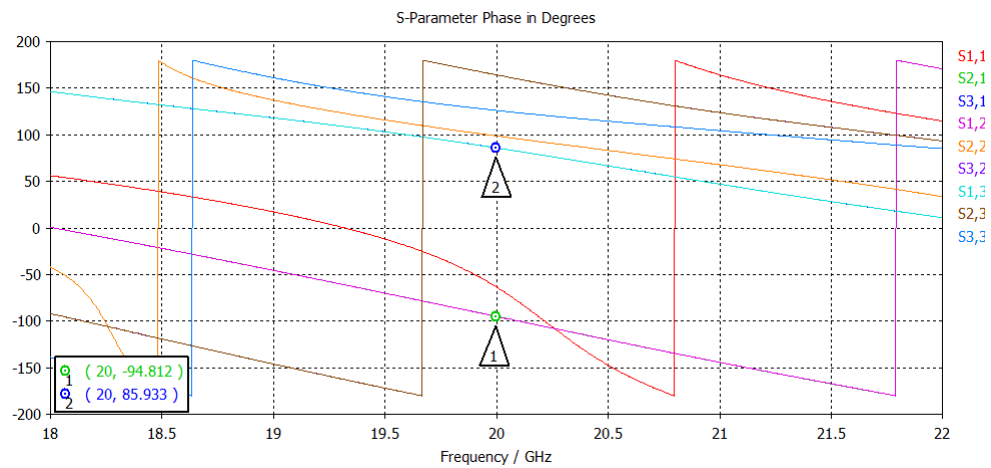


Figura 4.27. Fase (en grados) de los parámetros S simulados en CST® para la transición microstrip-CPS construida.

El prototipo de la transición de microstrip a stripline coplanar fabricada se muestra en la Figura 4.28.

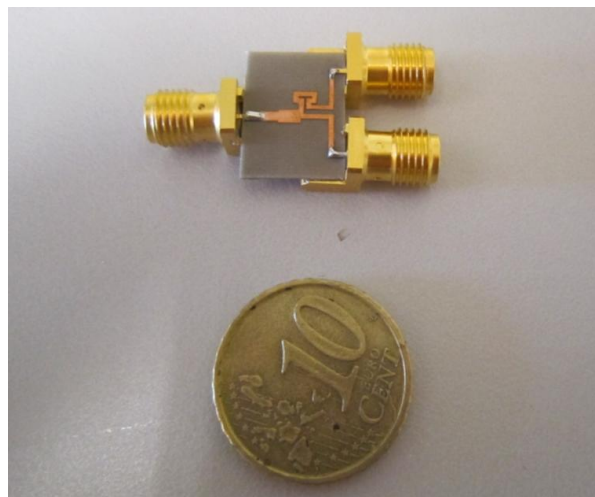


Figura 4.28. Imagen de la transición microstrip-CPS en configuración estándar fabricada.

4.4.2. Configuración en Espejo

El layout de la transición en configuración espejo construida se puede observar en la Figura 4.29 y sus medidas se encuentran recogidas en la Tabla 4.6. La parte posterior del circuito (plano de masa – sustrato – plano de masa) se muestra en la Figura 4.30.

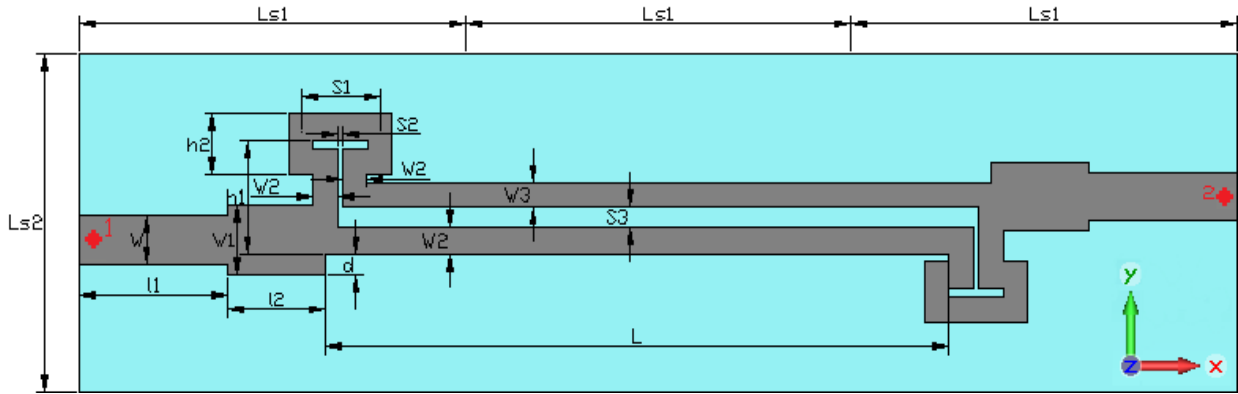


Figura 4.29. Layout de la transición microstrip-CPS en configuración espejo construida. La parte derecha es simétrica. Los círculos rojos representan los conectores.

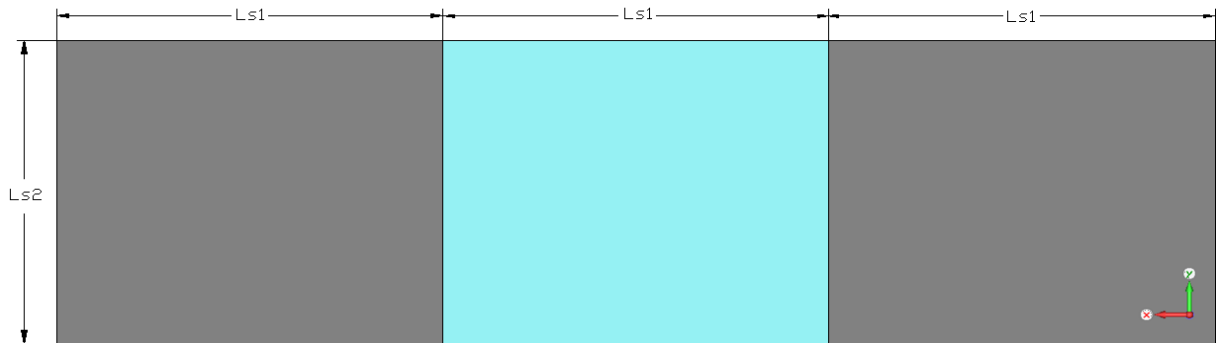


Figura 4.30. Parte posterior del circuito de la transición microstrip-CPS en configuración espejo construida.

Parámetro	Valor (mm)
L_{s1}	9.82
L_{s2}	8.00
W	1.15
l_1	3.77
W_1	1.63
l_2	2.49
W_2	0.62
W_3	0.55
d	0.50
h_1	2.48
h_2	1.44
S_1	2.01
S_2	0.15
S_3	0.50
L	15.88

Tabla 4.6. Dimensiones de la transición microstrip-CPS en configuración espejo construida.

El prototipo fabricado se muestra en la Figura 4.31. Los conectores coaxiales empleados son, como en el caso anterior, de tipo SMA 3.5.

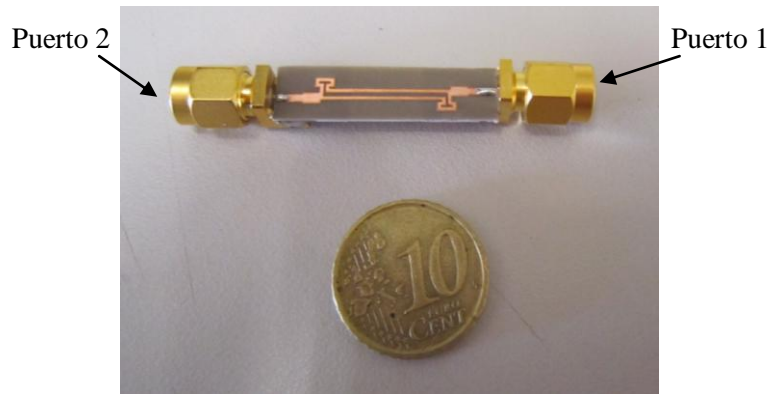


Figura 4.31. Imagen de la parte frontal de la transición microstrip-CPS en configuración espejo fabricada.

4.5. Caracterización Experimental

4.5.1. Configuración Estándar

En la Figura 4.32 aparece representada la magnitud de los parámetros S medidos en el analizador de redes. En la Figura 4.33 se muestran los resultados de simulación obtenidos con CST[®] empleando el mismo rango de frecuencia que en los experimentales (15-25 GHz). Se puede observar que, de manera general, los parámetros de adaptación experimental siguen a los simulados, si bien se ha producido un desplazamiento frecuencial hacia la izquierda. Por el contrario, los parámetros de transmisión medidos sí presentan una variación importante. En simulación, la máxima atenuación que sufre s_{13} no alcanza los -10 dB, mientras que experimentalmente se ha obtenido un valor cercano a -25 dB. Lo mismo ocurre con el parámetro s_{12} , aunque en este caso las pérdidas son algo menores. Cabe notar que no se ha realizado la medida del aislamiento entre los dos puertos de salida, es decir, el parámetro s_{23} , pero su valor no es crítico.

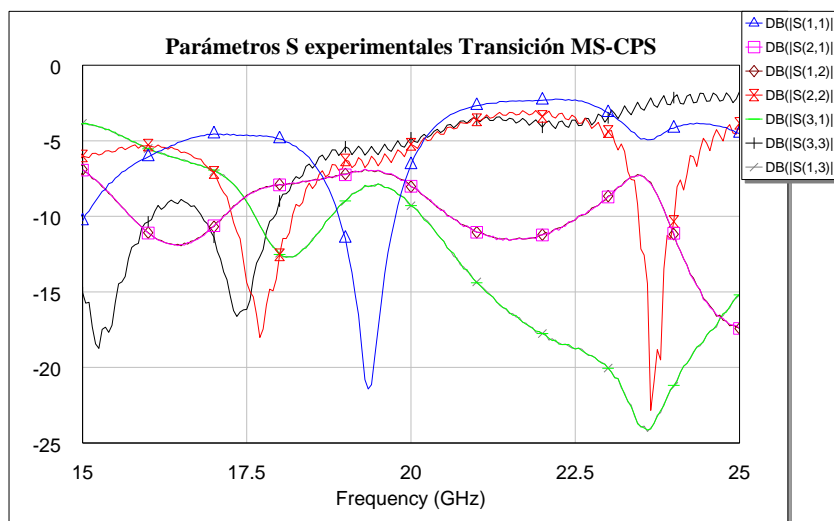


Figura 4.32. Parámetros S experimentales de la transición microstrip-CPS medidos con el analizador de redes.

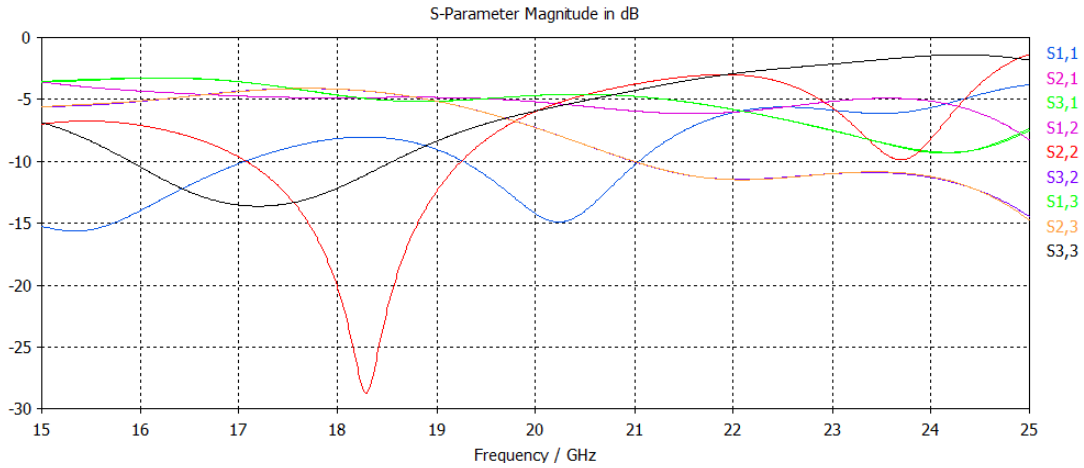


Figura 4.33. Parámetros S de la transición microstrip-CPS simulados en CST® en el rango de frecuencia de la medida (15-25 GHz).

A continuación se realizará una comparativa entre los resultados experimentales y los de simulación para cada uno de los parámetros S medidos. En primer lugar, en la Figura 4.34 se muestra la comparación de los parámetros de transmisión teóricos y experimentales en todo el ancho de banda utilizado en la medida. En estas imágenes se puede observar que los parámetros medidos siguen la variación de los predichos en CST® (desplazados a la izquierda) pero su nivel está muy por debajo del de simulación.

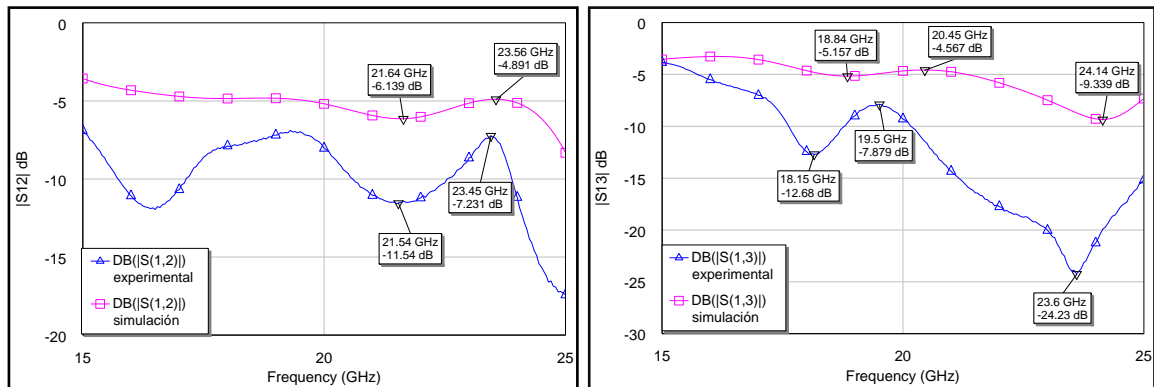


Figura 4.34. Comparación de los resultados teóricos y experimentales en el rango de frecuencia de la medida. (izquierda) s_{12} . (derecha) s_{13} .

Seguidamente, en la Figura 4.35 aparece representado el coeficiente de reflexión del puerto 1 obtenido tanto en simulación como con el analizador de redes. La frecuencia de resonancia del parámetro s_{11} medido presenta una desviación a la izquierda del 4.26% respecto a la frecuencia de resonancia de simulación (20.212 GHz). El valor de adaptación conseguido a 20 GHz, por tanto, empeora y está por encima de -10 dB. En cuanto al ancho de banda, los resultados experimentales presentan un $BW_{-10dB} = 4.47\%$, mientras que en simulación se obtiene $BW_{-10dB} = 8.39\%$.

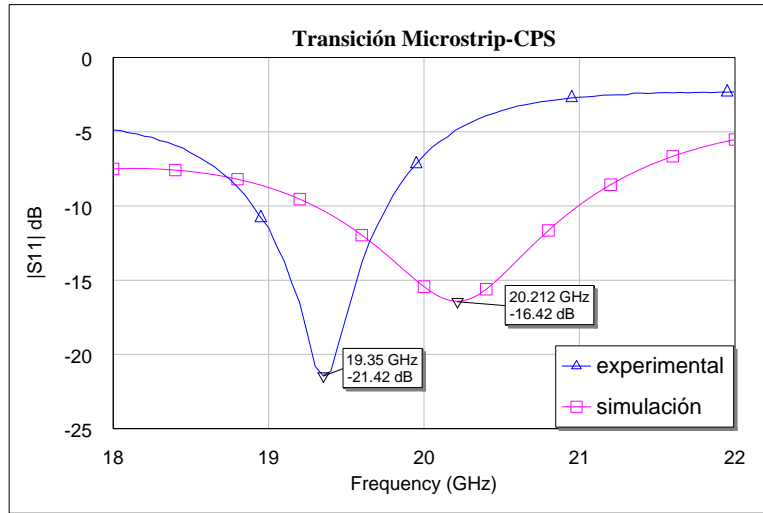


Figura 4.35. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{11} de la transición microstrip-CPS.

El parámetro de adaptación en el puerto 2 se muestra en la Figura 4.36. En ella puede verse que el valor de s_{22} medido a 20 GHz (-5.231 dB) es muy similar al obtenido con CST® (-5.956 dB). Por otro lado, la primera frecuencia de resonancia en los resultados experimentales tiene lugar a 17.7 GHz, por lo que se ha desplazado a la izquierda un 3.22% respecto a la frecuencia de simulación (18.29 GHz). La magnitud del coeficiente de reflexión experimental en esta primera resonancia es -18.02 dB, aproximadamente 11 dB más que en simulación. En lo referente al ancho de banda, se obtiene que el ancho de banda por debajo de -10 dB teórico es del 11.86%, mientras que en la medida se consigue un valor mucho menor, $BW_{-10dB} = 5.14\%$. La segunda resonancia del parámetro s_{22} se produce prácticamente a la misma frecuencia en los resultados teóricos y experimentales (23.65 GHz). En este caso, el valor de adaptación medido es mucho mejor (-22.85 dB frente a -9.86 dB) y el ancho de banda por debajo de -10 dB es del 2.32%.

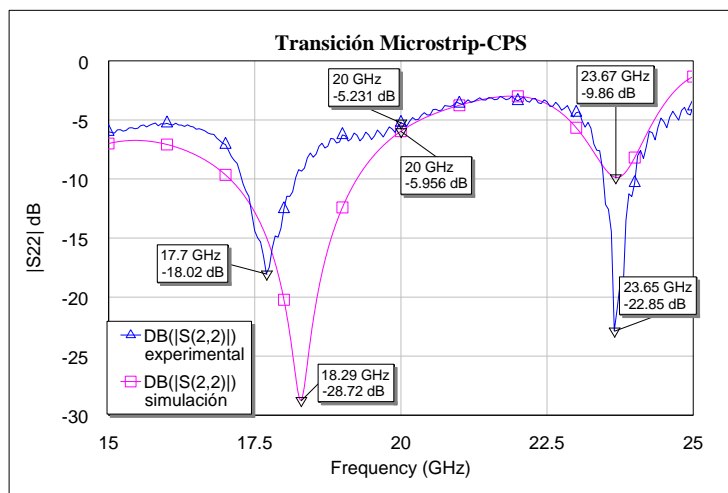


Figura 4.36. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{22} de la transición microstrip-CPS.

Por último, en la Figura 4.37 se incluye la comparación entre el parámetro s_{33} simulado y el experimental. La magnitud del coeficiente de reflexión medido en el puerto 3 a 20 GHz es -4.8 dB, sólo 1 dB superior que el valor obtenido en

simulación. La frecuencia de resonancia experimental (17.35 GHz) se encuentra ligeramente desplazada a la derecha, exactamente un 0.87% respecto a la frecuencia teórica. Además, el BW_{-10dB} del parámetro s_{33} simulado (15.4%) es mucho mayor que en la medida (6.4%) y, por tanto, la variación de los resultados teóricos es menos acentuada que en los experimentales.

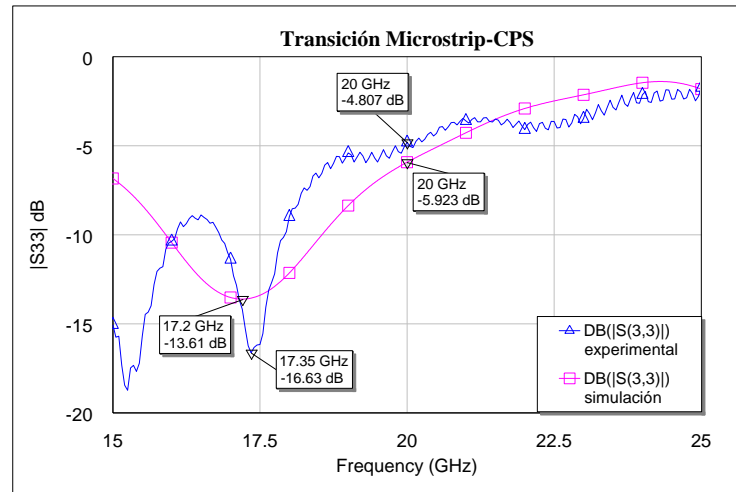


Figura 4.37. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{33} de la transición microstrip-CPS.

Con respecto a la diferencia de fase entre los parámetros s_{12} y s_{13} , los resultados obtenidos aparecen representados en la Figura 4.38. En ella puede observarse que el desfase existente entre ambos parámetros es de 171.29° , valor ligeramente inferior al obtenido en simulación, pero que está cercano a 180° . Por tanto, el circuito está funcionando correctamente como una estructura balanceada.

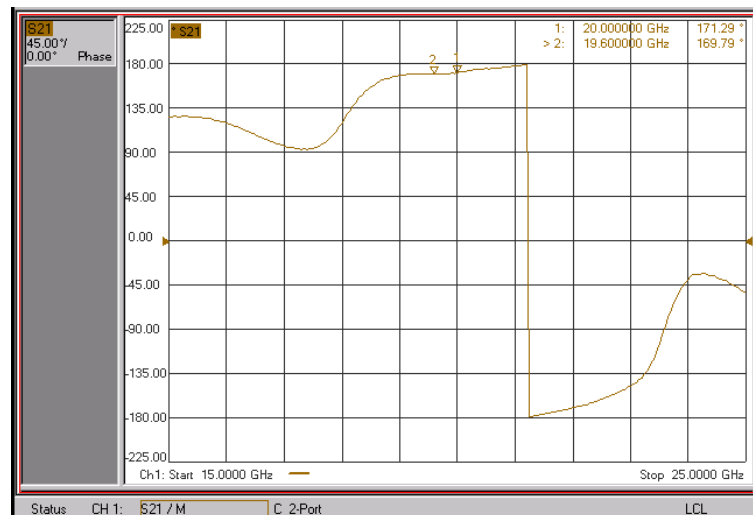


Figura 4.38. Desfase entre s_{12} y s_{13} de la transición microstrip-CPS medida con el analizador de redes.

4.5.2. Configuración en Espejo

A continuación, en la Figura 4.39, se muestran los resultados obtenidos en la medida de la transición en configuración espejo con el analizador de redes.

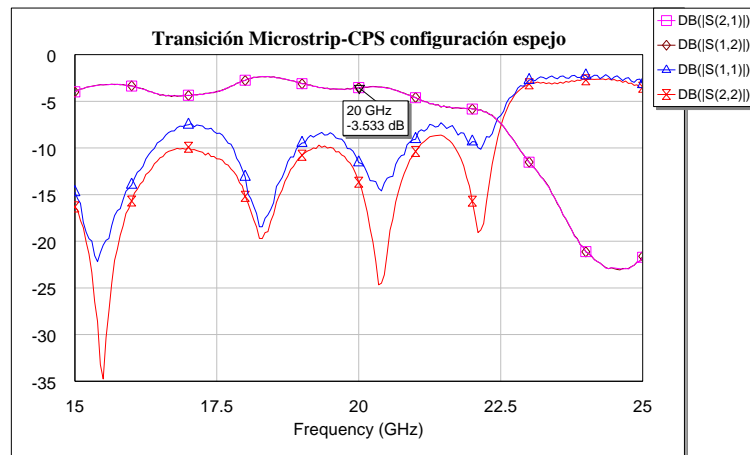


Figura 4.39. Parámetros S experimentales de la transición microstrip-CPS en configuración espejo medidos con el analizador de redes.

Se puede observar que la forma de los parámetros S experimentales se asemeja a los resultados de simulación mostrados en la Figura 4.21. No obstante, la diferencia entre s_{11} y s_{22} es mucho más significativa que en teoría. La causa de este comportamiento es debida a la falta de simetría en el circuito construido, pues también afecta el punto en el que se sueldan los conectores y, al ser tan reducidas las dimensiones del circuito, es difícil realizar con precisión estas soldaduras.

En las siguientes figuras se realizará una comparativa entre los resultados experimentales y los de simulación para cada uno de los parámetros S medidos. En primer lugar, se muestran las pérdidas de inserción (s_{12}) en la Figura 4.40. El deterioro que sufren las medidas experimentales respecto a los datos teóricos se deben en gran parte a los conectores que, como se ha comentado anteriormente, se encuentran al límite para funcionar a estas frecuencias. La magnitud de s_{12} a 20 GHz es -3.533 dB, 2.04 dB inferior al resultado teórico, por lo que no se trata de una diferencia muy importante. Se puede apreciar que la frecuencia de funcionamiento ha sufrido un desplazamiento hacia la izquierda, ya que las menores pérdidas de transmisión se producen en $f = 18.4$ GHz.

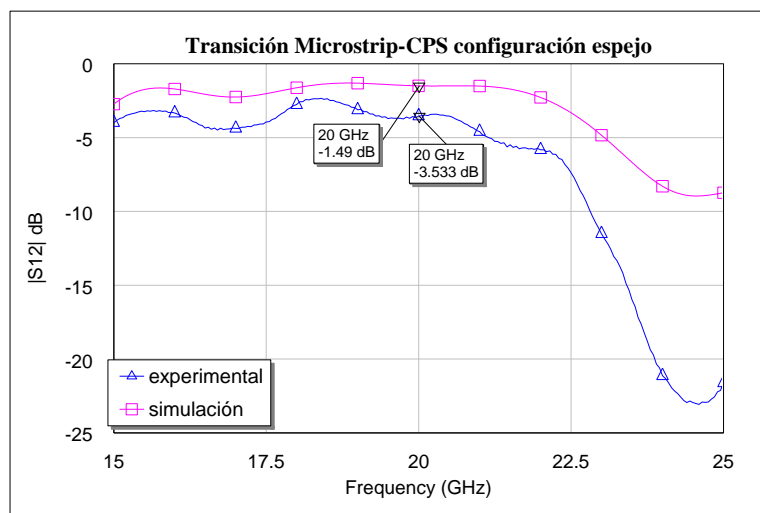


Figura 4.40. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{12} de la transición microstrip-CPS en configuración espejo.

En la Figura 4.41 aparece representado el coeficiente de reflexión del puerto 1. La adaptación conseguida no es muy buena, pues en la mayoría de los tramos la magnitud de s_{11} se encuentra por encima de -10 dB, aunque a 20 GHz su valor es -11.56 dB. La principal diferencia que se encuentra es que en la medición aparecen cuatro frecuencias de resonancia mientras que en simulación sólo hay tres. Los resultados experimentales concuerdan perfectamente con los teóricos hasta la segunda frecuencia de resonancia, 18.25 GHz, que se ha desplazado a la izquierda un 1.24% respecto a la de simulación (18.48 GHz). A partir de ese punto la adaptación medida en el puerto 1 empeora en comparación con los resultados teóricos, aunque la variación seguida es similar. La última resonancia en el parámetro s_{11} experimental (22.15 GHz) se encuentra desplazada hacia la derecha un 2.88% respecto a la teórica (21.53 GHz).

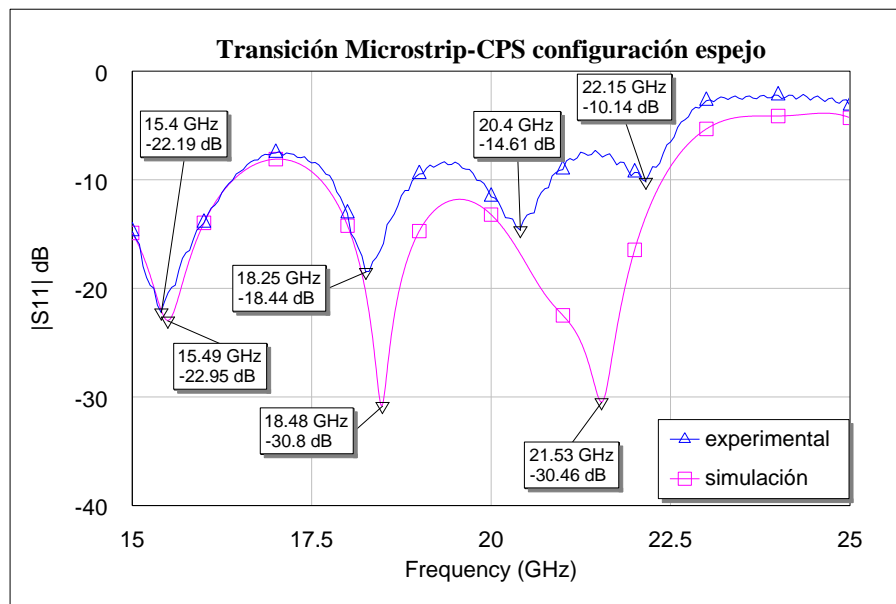


Figura 4.41. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{11} de la transición microstrip-CPS en configuración espejo.

Por último, en la Figura 4.42 se muestra el coeficiente de reflexión en el puerto 2. El ancho de banda en el que s_{22} es menor o igual de -10 dB es del 21.42%, siendo la frecuencia central 19 GHz en lugar de los 20 GHz de diseño. Como ocurría en el caso anterior, los resultados experimentales presentan cuatro frecuencias de resonancia acentuadas, mientras que en los teóricos se pueden distinguir tres. No obstante, a 21.5 GHz aproximadamente, en el parámetro s_{22} simulado se distingue ligeramente una resonancia. El motivo de que no aparezca de manera tan marcada como en la medición puede ser debido a que se está utilizando un gran rango de frecuencia en la simulación y la precisión del analizador electromagnético se ve reducida. La mayor similitud entre la medición y la simulación ocurre, igual que en s_{11} , hasta la segunda frecuencia de resonancia (18.3 GHz), que se encuentra desplaza un 1.03% hacia la izquierda respecto a la teórica (18.49 GHz).

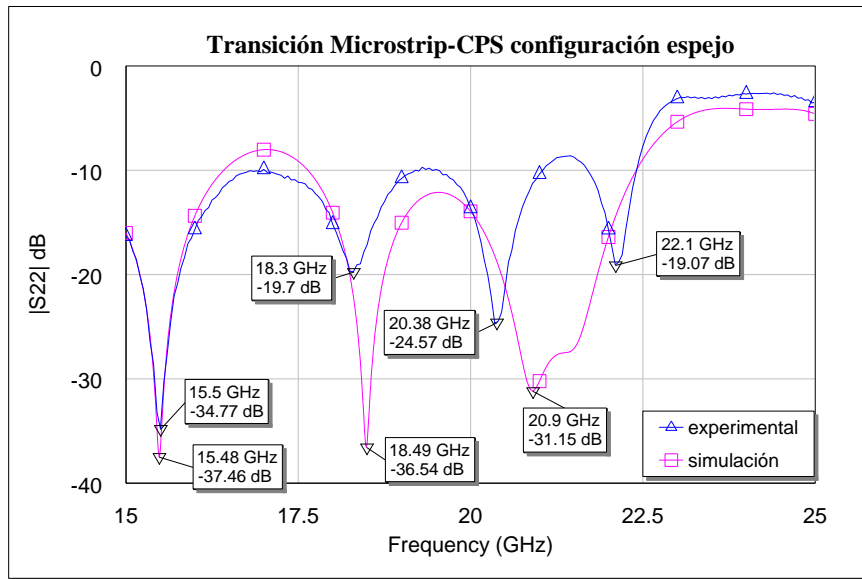


Figura 4.42. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{22} de la transición microstrip-CPS.

4.6. Conclusiones

En este capítulo se ha desarrollado el diseño, fabricación y medida de dos transiciones para pasar de tecnología microstrip a stripline coplanar.

En primer lugar, la medida de la transición en configuración estándar se ha realizado por probar, puesto que se trata de un divisor en tecnología microstrip de tres puertos, mientras que el objetivo de este capítulo era caracterizar una transición microstrip-CPS. No obstante, los resultados experimentales obtenidos han sido coherentes con los de simulación, a excepción de los parámetros de transmisión, los cuales presentan una gran atenuación.

Con el fin de llevar a cabo una caracterización correcta de la transición, se deberían medir los parámetros diferenciales, ya que la entrada de dicha transición es en microstrip (no balanceada) y la salida es en CPS (balanceada). Como esto no es posible, se ha realizado un espejo para poder analizar de esta manera su comportamiento. Los resultados experimentales obtenidos en este caso son coherentes con los predichos en CST[®]. Los desplazamientos de las frecuencias de resonancia pueden estar ligados a que la permitividad del dieléctrico no está perfectamente definida a estas frecuencias, así como a pequeñas imprecisiones en la fabricación del circuito debido a sus reducidas dimensiones. Por tanto, a partir de la medida de la transición en configuración en espejo, se puede concluir que la transición microstrip-CPS está funcionando razonablemente a la frecuencia de diseño, 20 GHz, como una estructura balanceada, permitiendo así la unión de un dipolo con alimentación coplanar con el circuito doblador de frecuencia implementado en tecnología microstrip.

Capítulo 5

Unión del Dipolo con la Transición Microstrip-CPS

5.1. Introducción

En el presente capítulo se lleva a cabo la unión de la transición desarrollada en el Capítulo 4 con la antena. Como se explicó en el Capítulo 3, la antena transmisora será de tipo dipolo de longitud $\lambda/2$ a 20 GHz (que ha sido la frecuencia de funcionamiento para la cual se ha diseñado la transición).

Debido a que la salida de la transición se encuentra en tecnología stripline coplanar con un desfase entre las dos líneas de salida de 180° , la unión del dipolo será inmediata. Es decir, las líneas de alimentación de cada mitad del dipolo serán la prolongación de las dos líneas de salida de la transición (sin plano de masa en la parte posterior del sustrato). En la Figura 5.1 se puede observar un esquemático que ilustra esta unión entre el dipolo y la transición microstrip-CPS. Gracias a este tipo de alimentación, se tiene un diseño muy compacto.

El último paso restante sería integrar el diodo doblador diseñado en el Capítulo 2 con la antena. La entrada en tecnología microstrip del diseño mostrado en la Figura 5.1 permite que esta integración sea una tarea trivial, resultando un circuito transmisor de dimensiones considerablemente reducidas.

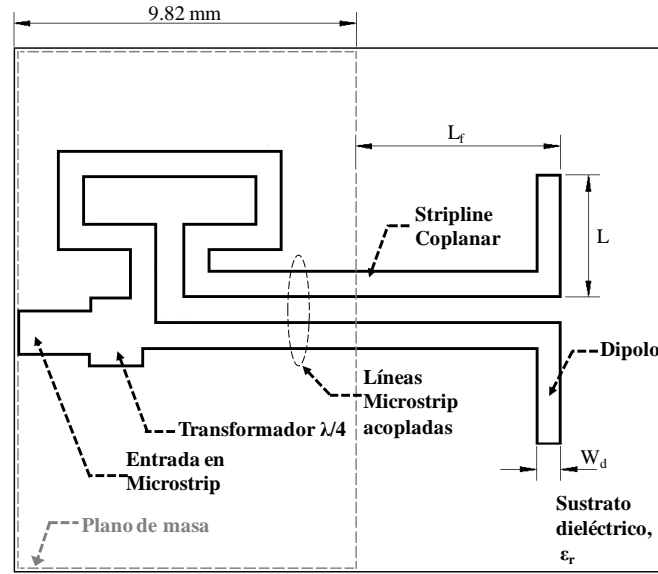


Figura 5.1. Esquemático de la unión del dipolo con la transición microstrip-CPS.

5.2. Modelado Numérico

El modelado del dipolo con la transición microstrip-CPS se ha realizado mediante la herramienta software CST[®]. Las vistas del circuito diseñado se muestran en la Figura 5.2 y la parte posterior de éste en la Figura 5.3. Como puede observarse, el plano de masa se sitúa únicamente en el tramo correspondiente a la transición, mientras que en la parte de la antena sólo hay sustrato. El tipo de sustrato empleado es, como en los capítulos anteriores, el 25N[®] del fabricante ARLON.

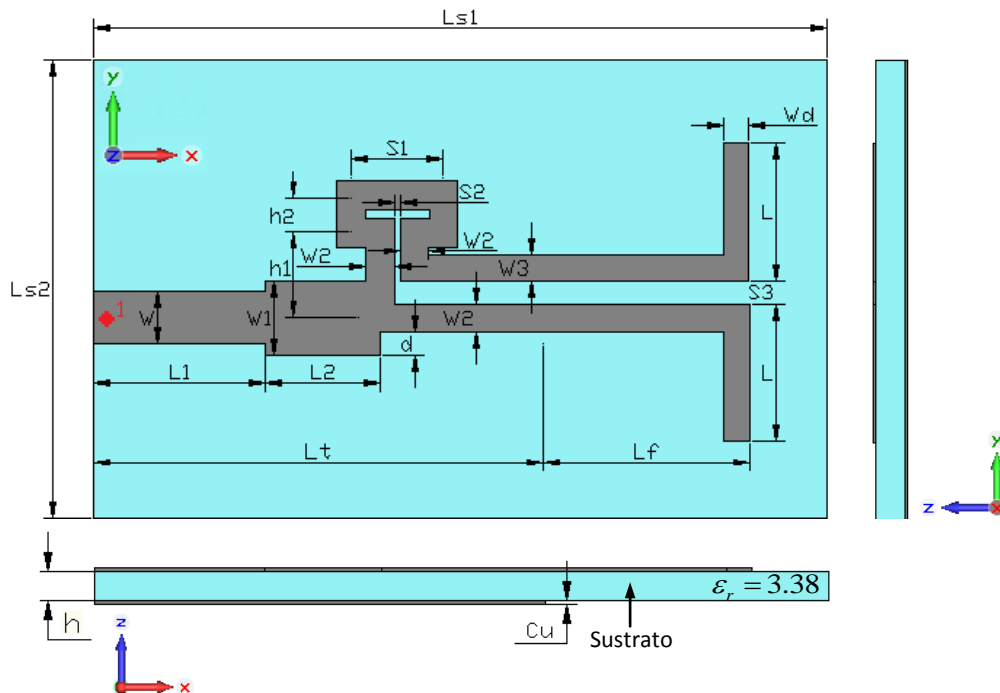


Figura 5.2. Vista frontal, lateral derecha e inferior del dipolo unido a la transición microstrip-CPS. El círculo rojo representa el conector.

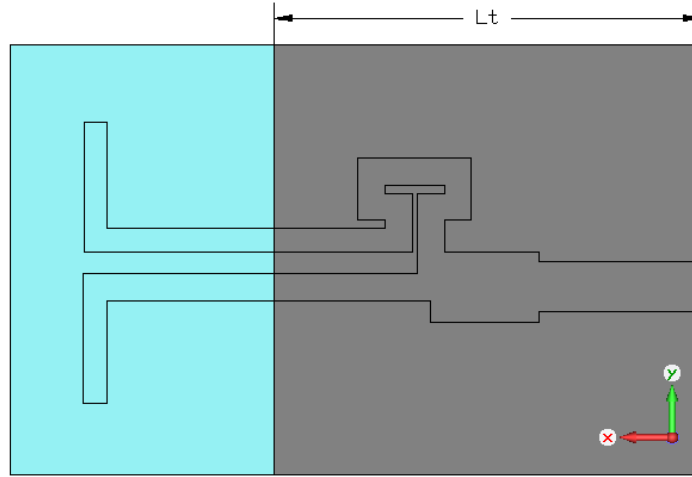


Figura 5.3. Parte posterior del circuito del dipolo unido la transición microstrip-CPS.

Las dimensiones de la transición microstrip-CPS son las que aparecen en la Tabla 4.3 de la sección 4.3.2.1, con las que se obtuvieron los mejores resultados. Por tanto, los parámetros de diseño en este caso serían la longitud de la línea de alimentación del dipolo, L_f , la anchura del dipolo, W_d , y la longitud de su brazo, L . En una primera aproximación, se emplearán los valores obtenidos en el apartado 3.2.1 del Capítulo 3 para el dipolo antipodal a 20 GHz, es decir: $L_f = 5$ mm, $W_d = 0.55$ mm y $L = 2.98$ mm. Las medidas de los distintos parámetros que aparecen en la Figura 5.2 se encuentran recogidas en la Tabla 5.1.

Parámetro	Valor (mm)
h	0.50
Cu	0.035
L_{s1}	16.00
L_{s2}	10.00
W	1.15
L_1	3.77
W_1	1.63
L_2	2.49
W_2	0.62
W_3	0.55
d	0.50
h_1	1.86
h_2	0.82
S_1	2.01
S_2	0.15
S_3	0.50
L_t	9.82
L_f	5.00
W_d	0.55
L	2.98

Tabla 5.1. Dimensiones del circuito del dipolo unido a la transición microstrip-CPS.

Los resultados obtenidos en la simulación de este circuito se muestran a continuación. En primer lugar, en la Figura 5.4 se puede observar el coeficiente de reflexión a la entrada del circuito (puerto 1). La frecuencia de resonancia que se obtiene es menor de 20 GHz, pero el nivel de adaptación es bueno ya que se encuentra por debajo de -10 dB.

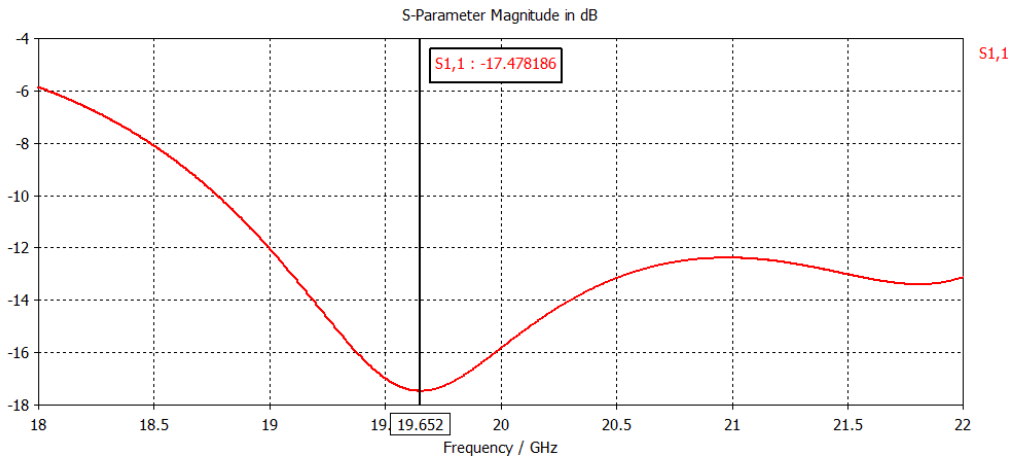


Figura 5.4. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado del dipolo unido a la transición microstrip-CPS.

Con el fin de desplazar la frecuencia de resonancia a la derecha e intentar que la magnitud del parámetro s_{11} sea algo más simétrica alrededor de la frecuencia de interés (20 GHz), se modifica la longitud de la línea de alimentación. En la Figura 5.5 se muestra cómo afecta la longitud de esta línea a la adaptación en el puerto 1.

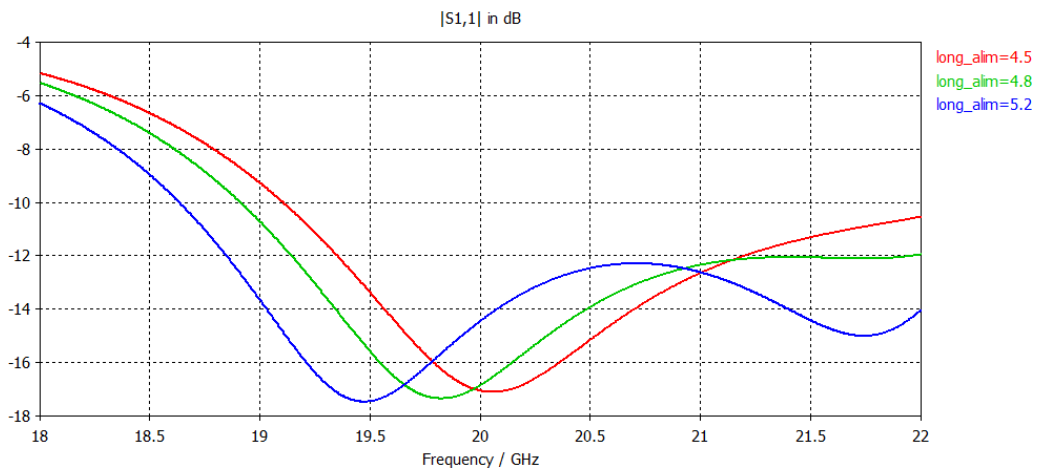


Figura 5.5. Variación del parámetro de reflexión s_{11} en función de la longitud de la línea de alimentación del dipolo.

A la vista de los resultados, se comprueba que conforme disminuye la longitud de la línea de alimentación, la frecuencia de resonancia se desplaza hacia la derecha y, además, la simetría que se obtiene mejora ligeramente. También se puede observar que, al reducir la línea de alimentación del dipolo, el nivel de adaptación del puerto 1 presenta un leve deterioro, aunque muy poco acentuado. Se ha decidido escoger una longitud de 4.5 mm para la línea de alimentación y aumentar la longitud del brazo del dipolo 0.02 mm. Las nuevas dimensiones del circuito se muestran en la Tabla 5.2.

Parámetro	Valor (mm)
h	0.50
Cu	0.035
L_{s1}	16.00
L_{s2}	10.00
W	1.15
L_1	3.77
W_1	1.63
L_2	2.49
W_2	0.62
W_3	0.55
d	0.50
h_1	1.86
h_2	0.82
S_1	2.01
S_2	0.15
S_3	0.50
L_t	9.82
L_f	4.50
W_d	0.55
L	3.00

Tabla 5.2. Dimensiones del circuito del dipolo unido a la transición microstrip-CPS construido.

La magnitud del parámetro s_{11} obtenida en este caso se muestra en la Figura 5.6. En ella se puede apreciar que la frecuencia de funcionamiento es 20.06 GHz, valor muy cercano a los 20 GHz deseados, y el nivel de adaptación es -17.76 dB, por lo que el circuito se encuentra perfectamente adaptado. El ancho de banda por debajo de -12 dB es del 9.8%. Debido a que los resultados conseguidos son correctos, se realizará la fabricación de este circuito.

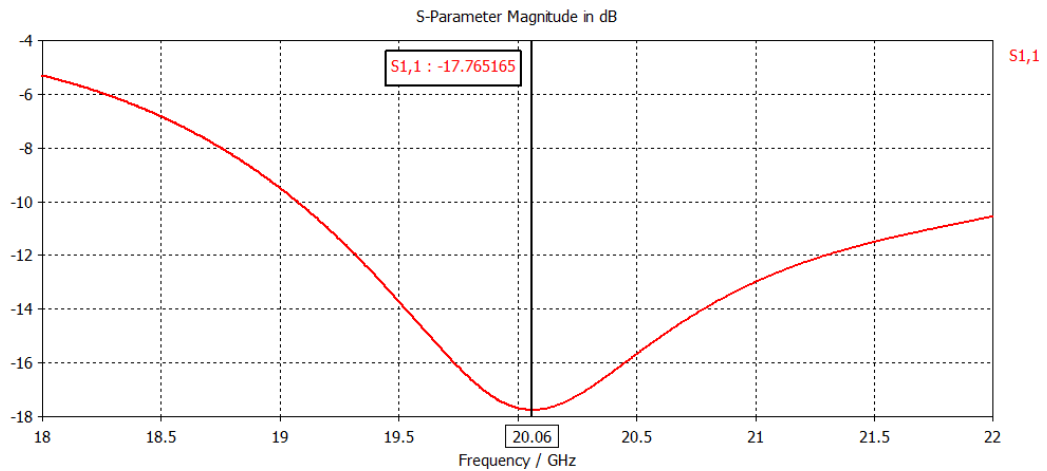


Figura 5.6. Coeficiente de reflexión (s_{11}) simulado del circuito del dipolo unido a la transición microstrip-CPS construido.

En la Figura 5.7 aparecen representadas las distribuciones de corriente en el dipolo a la frecuencia de 20 GHz. A la vista de los resultados obtenidos, se puede corroborar cómo el dipolo está funcionando en su modo fundamental, al igual que ocurría en el Capítulo 3.

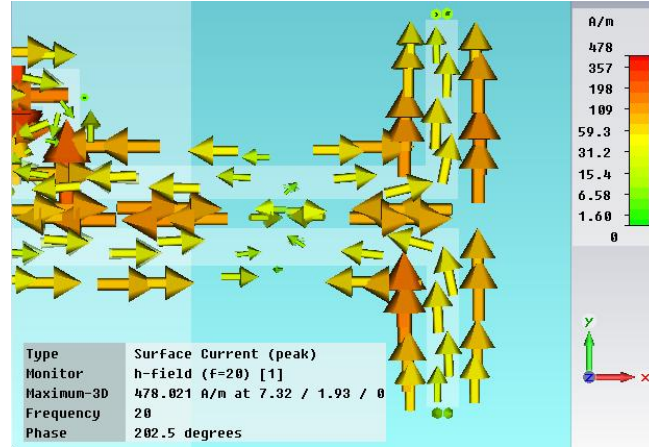


Figura 5.7. Distribuciones de corriente en el dipolo con alimentación coplanar para $f = 20$ GHz.

El diagrama de radiación tridimensional obtenido a 20 GHz para este circuito se muestra en la Figura 5.8 y en la Figura 5.9 se pueden observar con más detalle sus vistas (a) izquierda y (b) derecha.

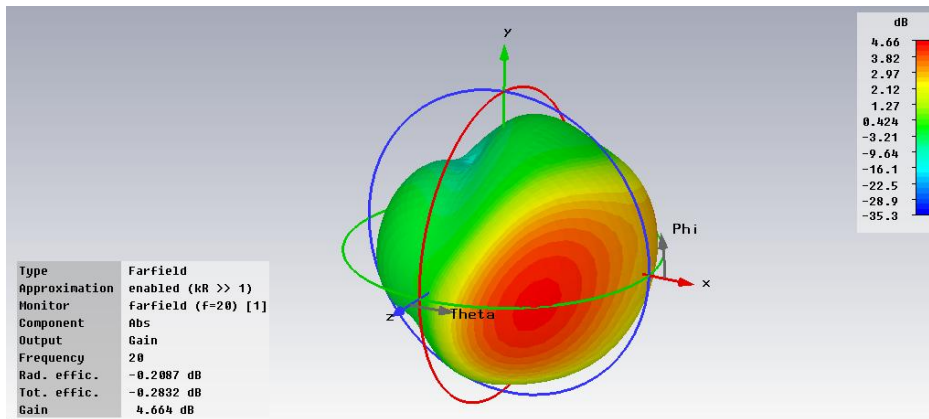


Figura 5.8. Diagrama de radiación en 3D del dipolo con la transición microstrip-CPS. Ganancia máxima: 4.664 dB. Eficiencia total: 0.937.

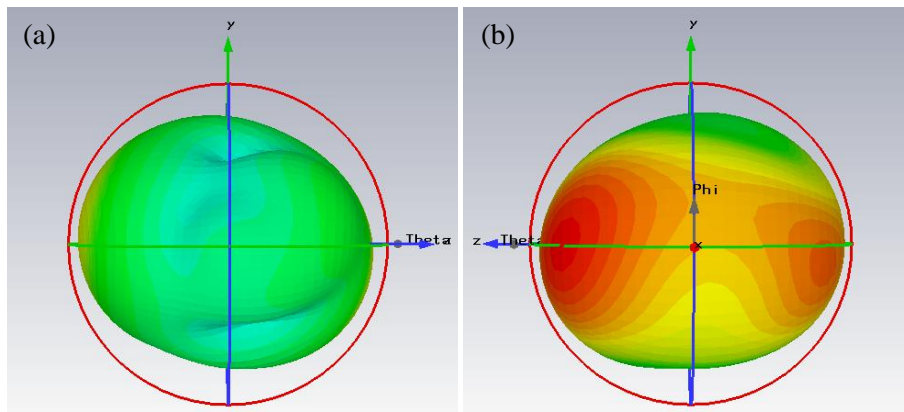


Figura 5.9. Vista (a) izquierda y (b) derecha del diagrama de radiación en 3D del dipolo con la transición microstrip-CPS.

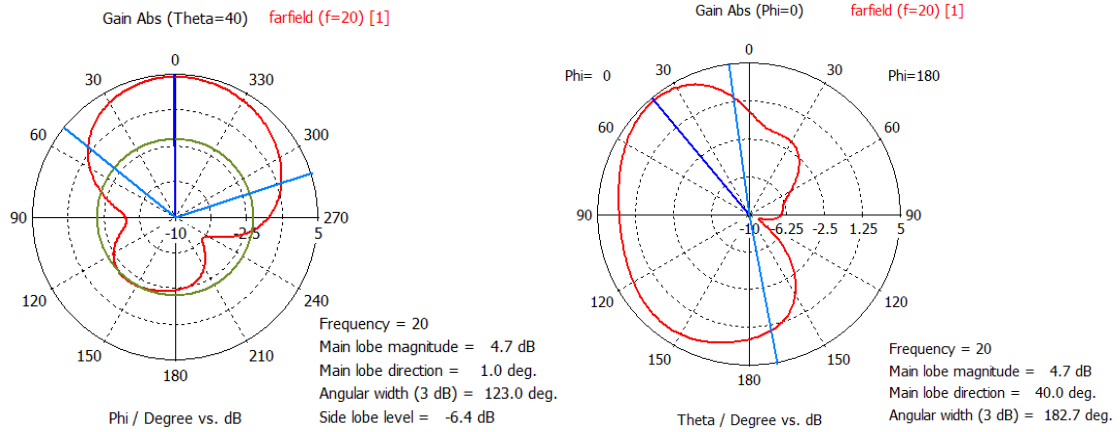


Figura 5.10. (izquierda) Plano E y (derecha) Plano H del diagrama de radiación del dipolo con la transición microstrip-CPS.

A la vista de los diagramas de radiación obtenidos en simulación, se comprueba que, debido a la utilización de la transición y su plano de masa, se pierde la forma toroidal característica de un dipolo. Los diagramas de radiación tridimensionales de las Figuras 5.8 y 5.9 muestran este hecho. Se está obteniendo un máximo en $\theta = 40^\circ$ en la dirección perpendicular al eje del dipolo ($\phi = 0^\circ$), con una ganancia de 4.7 dB. Esta máxima dirección de radiación definirá el plano E, que aparece en la Figura 5.10 (izquierda). En cuanto al plano H (Figura 5.10 (derecha)), cabe destacar cómo ya no se tiene un diagrama de radiación omnidireccional dadas las circunstancias explicadas con anterioridad. Es decir, el dipolo sólo está radiando en la dirección $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$ con $\phi = 0^\circ$, debido a la presencia del plano de masa en la otra dirección ($\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$ con $\phi = 180^\circ$). En la Figura 5.11 se pueden observar estas características, donde se muestra de forma conjunta el diagrama de radiación tridimensional y la antena desarrollada. En cuanto a la eficiencia de la antena, el valor obtenido es muy alto, del orden del 94%.

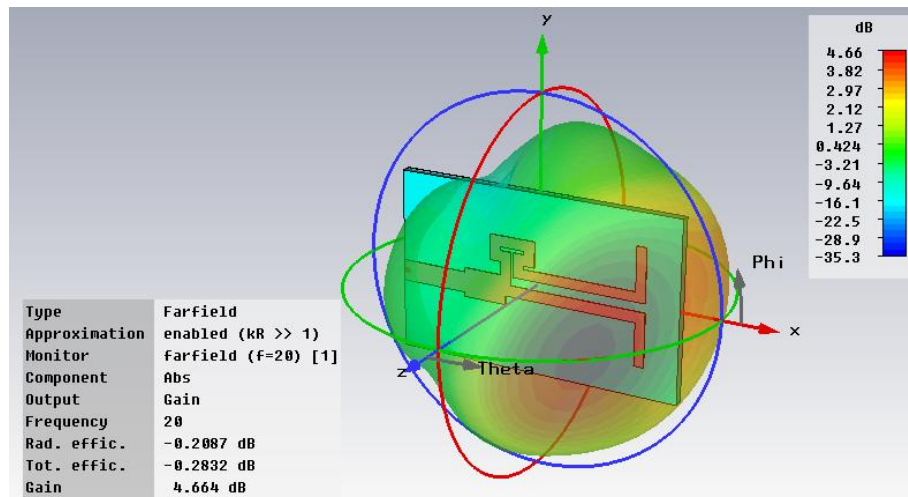


Figura 5.11. Diagrama de radiación tridimensional superpuesto con el circuito implementado.

5.3. Caracterización Experimental

La antena estudiada en simulación se llevó a la práctica, pudiéndose observar el prototipo construido en la Figura 5.12. El conector empleado es de tipo SMA 3.5, con las características que ya se explicaron anteriormente.

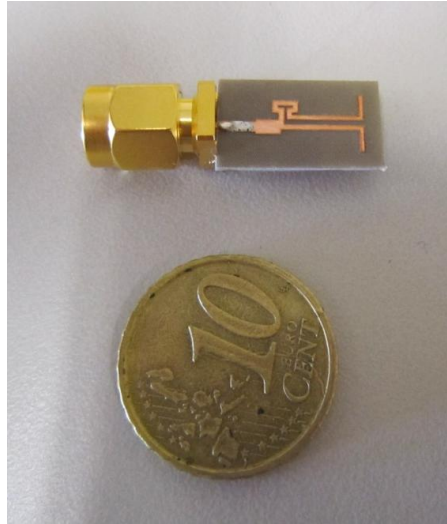


Figura 5.12. Imagen del dipolo con la transición microstrip-CPS fabricado.

El coeficiente de adaptación (s_{11}) medido se muestra en la Figura 5.13, junto con el obtenido en simulación. Los resultados experimentales son muy parecidos a los teóricos, ya que la frecuencia de funcionamiento se encuentra muy cercana a los 20 GHz (20.25 GHz en este caso). El nivel de adaptación conseguido es aún mejor que en simulación, con valores de -26.76 dB, lo que demuestra el buen comportamiento que está teniendo la antena construida. El ancho de banda por debajo de -10 dB es del 11.15% alrededor de 20.25 GHz y el desplazamiento frecuencial es del 0.95% a la derecha con respecto a la frecuencia de simulación. Este desplazamiento puede ser derivado de las causas ya explicadas para el dipolo a 20 GHz, es decir, tolerancia en la permitividad del dieléctrico o pequeñas variaciones dimensionales en fabricación de la antena.

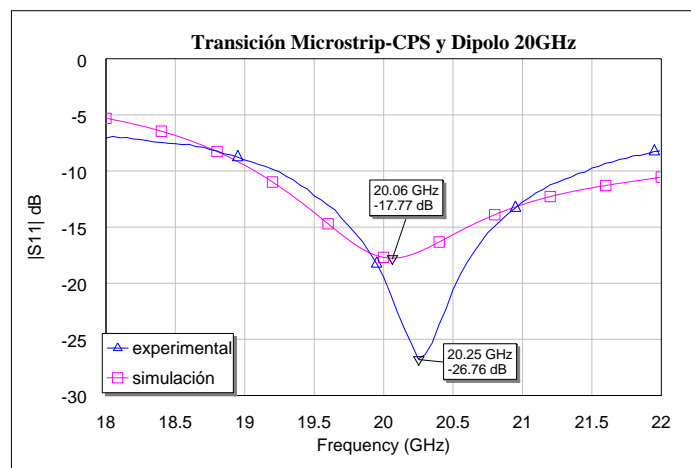


Figura 5.13. Comparación de los resultados teóricos y experimentales de s_{11} del dipolo con la transición microstrip-CPS.

Finalmente, no se pudo realizar la medición del diagrama de radiación de este circuito ya que la sonda disponible en el laboratorio sólo llega hasta 18 GHz.

5.4. Conclusiones

En este capítulo se ha conseguido implementar el sistema completo estudiado, es decir, la integración de la transición microstrip-CPS desarrollada en el Capítulo 4 con el dipolo coplanar a 20 GHz. Los resultados obtenidos tanto en simulación como en la práctica presentan grandes similitudes, con coeficientes de reflexión por debajo de los -10 dB a la frecuencia de funcionamiento. Además, en los resultados experimentales se obtiene un coeficiente de reflexión alrededor de la frecuencia de resonancia (20.25 GHz) de -26.76 dB, valor mejor que en simulación. En cuanto al diagrama de radiación, no se ha podido realizar su caracterización en la cámara anecoica a causa de las limitaciones de las sondas de medida ya comentadas. Sin embargo, en simulación se obtiene un diagrama de radiación que no posee forma toroidal debido a la presencia del plano de masa en la transición microstrip-CPS. La ganancia obtenida presenta valores de 4.66 dB en la dirección de máxima radiación y la eficiencia total de la antena es buena (94%).

Capítulo 6

Conclusiones y Líneas Futuras

6.1. Conclusiones

En el presente documento se ha llevado a cabo una breve revisión del estado del arte de los sistemas en la banda de milimétricas, centrándose principalmente en tecnología impresa y presentando algunos de los problemas que pueden surgir cuando se trabaja a estas frecuencias tan elevadas.

El sistema propuesto en este proyecto está basado en el diseño de una antena activa transmisora en la banda de 20 GHz. El elemento activo es un diodo de barrera Schottky, el cual es el encargado de la generación de armónicos en un circuito doblador de frecuencia implementado en tecnología microstrip. Se han diseñado dos dobladores de frecuencia, de 10 a 20 GHz y de 20 a 40 GHz, pero únicamente se ha fabricado el primer doblador. Sin embargo, no ha sido posible caracterizarlo prácticamente debido a que no se disponía en la universidad de la instrumentación necesaria para soldar el diodo en el circuito.

Como elemento radiante se ha elegido una antena impresa de tipo dipolo $\lambda/2$ debido a su simplicidad tanto en diseño como en fabricación. Se han desarrollado dos dipolos en configuración antipodal en la banda de 20 y 40 GHz, obteniéndose en simulación unas ganancias de 2.75 y 3.63 dB, respectivamente. Además, los niveles de las componentes contrapolares se encuentran muy por debajo de las copolares, lo que demuestra el buen funcionamiento que, en simulación, han

presentado las antenas diseñadas. La forma de los diagramas de radiación obtenidos no ha sido completamente toroidal. La causa de su falta de simetría ha sido debida a la tendencia de este tipo de antenas impresas en la banda de milimétricas a radiar una mayor cantidad de potencia en el lado del sustrato, acentuándose este efecto conforme aumenta la frecuencia. La caracterización práctica de estos dipolos en la cámara anecoica no ha sido posible debido a la indisponibilidad de sondas de medición en estas altas frecuencias. Cabe mencionar que se han fabricado ambas antenas, pero únicamente se ha podido medir con el analizador de redes el dipolo a 20 GHz, puesto que no ha sido posible soldar el conector en el dipolo a 40 GHz debido a su mínimo tamaño. Los resultados teóricos y experimentales obtenidos para el coeficiente de reflexión del dipolo a 20 GHz han sido muy similares, consiguiéndose una buena adaptación a la frecuencia de funcionamiento. No obstante, existe un desplazamiento frecuencial entre la medida y la simulación cuya causa puede deberse a la tolerancia en la permitividad del dieléctrico o a pequeños desajustes en las dimensiones del dipolo.

La configuración de estos dos dipolos no permite la integración del elemento activo con la antena. Para que esta integración sea posible, la alimentación del dipolo debe realizarse a través de dos líneas coplanares desfasadas 180° . Por ello, ha sido necesario pasar de tecnología microstrip (en la que está fabricado el doblador) a stripline coplanar (CPS) mediante el diseño de una transición en la banda de 20 GHz. Esta transición proporciona distintas ventajas en la integración y empaquetado de circuitos, entre ellas:

- Simplifica el montaje de los distintos componentes.
- La alimentación está en línea con la antena, lo que resulta en un diseño muy compacto.
- La entrada en tecnología microstrip facilita la integración de la antena de tipo dipolo con el diodo doblador, lo que da lugar a un circuito transmisor compacto.

Para analizar el comportamiento de la transición microstrip-CPS diseñada, ésta se ha implementado en configuración espejo. Los resultados experimentales obtenidos han sido coherentes con los predichos en CST[®]. Los desplazamientos de las frecuencias de resonancia pueden estar ligados nuevamente a que la permitividad del dieléctrico no está perfectamente definida a estas frecuencias, así como a pequeñas imprecisiones en la fabricación del circuito debido a sus reducidas dimensiones. En conclusión, y a la vista de los resultados obtenidos en la medida de la transición en espejo, se ha comprobado que la transición microstrip-CPS presenta un funcionamiento correcto a la frecuencia de diseño, 20 GHz, como una estructura balanceada.

Por último, se ha llevado a cabo la unión del dipolo a 20 GHz con la transición microstrip-CPS, obteniéndose unos resultados muy similares tanto en simulación como en la práctica, con coeficientes de reflexión por debajo de los -10 dB a la frecuencia de funcionamiento. El diagrama de radiación no se ha podido medir

experimentalmente en la cámara anecoica a causa de las limitaciones de las sondas de medida ya comentadas. En simulación se ha obtenido un diagrama de radiación que no posee forma toroidal debido a la presencia del plano de masa en la transición microstrip-CPS. La ganancia ha presentado valores de 4.66 dB en la dirección de máxima radiación y se ha obtenido una eficiencia total de la antena bastante buena (94%).

El último paso restante sería integrar el circuito doblador de 10 a 20 GHz diseñado con la antena. No obstante, como se ha mencionado anteriormente, la entrada en tecnología microstrip de la transición implementada permite que esta integración sea una tarea trivial, resultando un circuito transmisor de dimensiones considerablemente reducidas.

6.2. Líneas Futuras

Las líneas de trabajo futuras que se pueden desarrollar para continuar con el estudio llevado a cabo en este proyecto se enumeran a continuación.

- Soldar el diodo MA4E1317 en el circuito doblador de 10 a 20 GHz implementado en tecnología microstrip sobre el sustrato duroid® 5880 y realizar las medidas correspondientes para analizar su comportamiento en la práctica.
- Construir el doblador de 10 a 20 GHz realizado sobre el sustrato 25N® y comprobar experimentalmente su correcto funcionamiento.
- Intentar efectuar la implementación práctica del doblador de 20 a 40 GHz, así como proponer un circuito alternativo en tecnología diferente a microstrip que sea más adecuado para esta banda de frecuencia.
- Buscar un conector apropiado para soldarlo en el dipolo antipodal a 40 GHz y poder realizar así su medida con el analizador de redes.
- Realizar la caracterización en la cámara anecoica de las distintas estructuras radiantes presentadas en el proyecto: dipolos antipodales en la banda de 20 y 40 GHz y el dipolo coplanar a 20 GHz alimentado a través de la transición microstrip-CPS.
- Integrar en un único dispositivo el circuito doblador de 10 a 20 GHz y la estructura compuesta por la transición microstrip-CPS y el diodo coplanar. Analizar si este sistema se comporta adecuadamente como una antena activa generadora a 20 GHz.
- Construir un *Imaging array* o cámara a partir de las estructuras radiantes desarrolladas en las bandas de frecuencia de 20 y 40 GHz.
- Continuar subiendo en frecuencia hasta llegar a 100 GHz, observando las dificultades que aparecen en cada caso.

Capítulo 7

Presupuesto

En este capítulo se presenta un diagrama de Gantt que incluye las distintas fases en las que se ha dividido el desarrollo del proyecto (Figura 7.1). Además, también se incluye el presupuesto del mismo (Figura 7.2), en el que aparece reflejado su coste total.

El proyecto consta de dos etapas fundamentales: en primer lugar, estudio del estado del arte y búsqueda bibliográfica y, en segundo lugar, simulación y fabricación de los elementos que conforman el sistema. El tiempo total de realización del proyecto ha sido de 14 meses, lo que influirá en el cálculo del presupuesto. De esta forma, el número de horas dedicado por el autor del mismo asciende a 906, que equivalen a los 6,903 hombres mes tras realizar la conversión definida por 131,25 horas/hombre mes. Todo ello con un coste de unos 18.600 euros. El tutor del proyecto ha dedicado del orden de 90 horas, lo que supone aproximadamente 3.000 euros. Finalmente, el técnico del laboratorio tardó en construir los prototipos alrededor de 20 horas, lo que implican 409 euros. Aparte, se contabilizan los costos derivados de la utilización del analizador de redes, el ordenador y los programas de simulación, junto con la fabricación de los prototipos estudiados. En total, el presupuesto asciende a la cantidad de 28.762 euros.

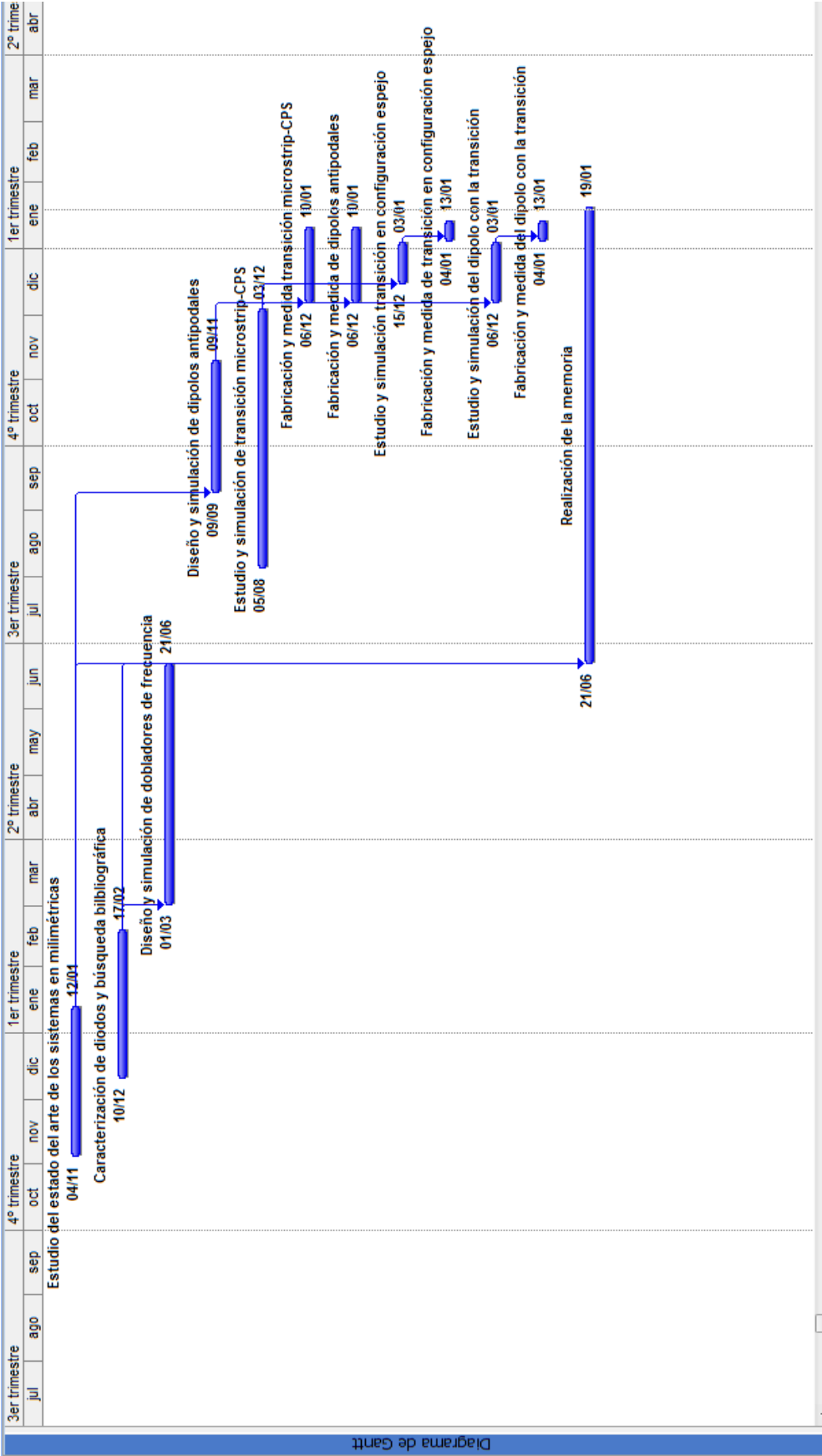


Figura 7.1. Diagrama de Gantt del proyecto.

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
Escuela Politécnica Superior



PRESUPUESTO DEL PROYECTO

1.- **Autor:** Almudena Ruiz Sánchez

2.- **Departamento:** Teoría de la Señal y Comunicaciones

3.- **Descripción del Proyecto:**

- Título: Desarrollo de Antenas Activas en la Banda de Milimétricas
- Duración (meses): 14
- Tasa de costes Indirectos: 20%

4.- **Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):**

28.762 Euros

5.- **Desglose presupuestario (costes directos)**

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F.	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Ruiz Sánchez, Almudena	-	Ingeniero	6,903	2.694,39	18.599,37	
Segovia Vargas, Daniel	-	Ingeniero Senior	0,69	4.289,54	2.959,78	
Técnico de Laboratorio	-	Técnico	0,152	2.694,39	409,55	
					0,00	
Hombres mes			7,745	Total	21.968,70	

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{d)}
Analizador de redes	100.000,00	100	0,10	60	166,67
Ordenador	1.000,00	100	14,00	60	233,33
Programas de simulación	4.000,00	100	12	60	800,00
Total					1.200,00

^{d)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = n° de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0,00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO^{e)}

Descripción	Empresa	Costes imputable
Ingeniero para medir antenas	UC3M	400,00
Costes prototipos	UC3M	400,00
Total		800,00

^{e)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

6.- Resumen de costes

Descripción	Presupuesto Costes Totales
Personal	21.969
Amortización	1.200
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	800
Costes Indirectos	4.794
Total	28.762

Figura 7.2. Presupuesto total del proyecto.

Glosario

3D	<i>Three Dimensions</i>
BW	<i>BandWidth</i>
DC	<i>Direct Current</i>
BLTSA	<i>Broken Linearly Tapered Slot Antenna</i>
CPS	<i>CoPlanar Stripline</i>
CWSA	<i>Constant Width Slot Antenna</i>
LTSA	<i>Linearly Tapered Slot Antenna</i>
MS	<i>MicroStrip</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SLL	<i>Side Lobe Level</i>
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
SRD	<i>Step Recovery Diode</i>
TSA	<i>Tapered Slot Antenna</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>

Referencias

- [1] G. M. Rebeiz, "Millimeter-Wave and Terahertz Integrated Circuit Antennas," *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 11, Nov. 1992, pp. 1748-1770.
- [2] N. G. Alexopoulos, P. B. Katehi, y D. B. Rutledge, "Substrate Optimization for Integrated Circuit Antennas", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, Julio 1983, pp. 550-557.
- [3] D. M. Pozar, "Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, Sept. 1983, pp. 740-747.
- [4] D. B. Rutledge, D. P. Neikirk, y D. P. Kasilingam, "Integrated Circuit Antennas," in *Infrared and Millimeter-Waves*, vol. 10, K. J. Button, Ed. New York Academic Press, 1983. pp. 1-90.
- [5] J. R. James, P. S. Hall, y C. Wood, *Microstrip Antennas: Theory and Design*, Stevenage, U.K.: Peter Peregrinus, 1981, pp. 51-64.
- [6] R. L. Rogers y D. P. Neikirk, "Use of Broadside Twin Element Antennas to Increase Efficiency on Electrically Thick Dielectric Substrates," *Int. J. Infrared and Millimeter Waves*, vol. 9, 1988, pp. 949-969.
- [7] B. J. Clifton, R. A. Murphy, y G. D. Alley, "Integrated Monolithic Mixers on GaAs for Millimeter and Submillimeter-Wave Applications", *Proc. 4th Int. Conf. Infrared Millimeter Waves*, 1979, pp. 84-86.
- [8] A. R. Kerr, P. H. Siegel, y R. J. Mattauch, "A Simple Quasi-Optical Mixer for 100-120 GHz", *IEEE-MTT Int. Microwave Symp. Digest*, 1977, pp. 96-98.
- [9] D. F. Filipovic, S. S. Gearhart, y G. M. Rebeiz, "Double-Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, Oct. 1993, pp. 1738-1749.

- [10] C. E. Zah and D. B. Rutledge, "A Polystyrene for Matching a Silicon Lens at Millimeter Wavelengths," *Inf. J. Infrared Millimeter Waves*, vol. 6, Sept. 1985, pp. 909-918.
- [11] D. Kasilingam and D. B. Rutledge, "Focusing Properties of Small Lenses," *Int. J. Infrared and Millimeter Waves* vol. 7, no. 10, 1986, pp. 1631-1647.
- [12] D. B. Rutledge y M. Muha, "Imaging Antenna Arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 30, Jul. 1982, pp. 535-540.
- [13] M. Born y E. Wolf, *Principles of Optics*, New York: Permagon Press, 1959, pp. 252-252.
- [14] M. C. España Boquera, *Comunicaciones Ópticas. Conceptos Esenciales y Resolución de Ejercicios*, Madrid: Ediciones Díaz de Santos, S.A., 2005, p. 116.
- [15] H. van de Stadt, Th. de Graauw, A. Skalare, R.A. Panhuyzen, y R. Zwigelaar, "Millimeter and Submillimeter Studies of Planar Antennas," *First Int. Symp. on Space Terahertz Technology*, Ann Arbor, MI, Mar. 1990, pp. 235-255.
- [16] C. J. Adler, C. R. Brewitt-Taylor, M. Dixon, R. D. Hodges, L. D. Irving, y H. D. Rees, "Microwave and Millimeter-Wave Receivers with Integral Antennas," *IEEE Proc.-H*, vol. 138, 1991, pp. 253-257.
- [17] A. Skalare, Th. de Graauw, y H. van de Stadt, "A Planar Dipole Array Antenna with an Elliptical Lens," *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 4, no. 1, 1991, pp. 9-12.
- [18] D. F. Filipovic, S. S. Gearhart, y G. M. Rebeiz, "Double-Slot and Log-Periodic Antennas on Extended Hemispherical Dielectric Lenses," en *Proc. 3rd Int. Conf. Space Terahertz Technology*, Ann Arbor, MI93, Mar. 1992, pp. 382-3.
- [19] P. J. Gibson, "The Vivaldi Aerial," en *Proc. 9th European Microwave Conf.*, pp. 101-105, 1979.
- [20] K. S. Yngvesson et al., "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, Dic. 1985, pp. 1392-1400.
- [21] K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y.-S. Kim, E. L. Kollberg, y J. F. Johansson, "The Tapered Slot Antenna – A New Integrated Element for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 365-374, Feb. 1989.
- [22] R. Janaswamy y D. H. Schaubert, "Analysis of the Tapered Slot Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, Sept. 1987, pp.1058-1065.

- [23] K. S. Yngvesson, J. F. Johansson, y E. L. Kollberg, "A New Integrated Slot Element Feed Array for Multibeam Systems," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, Nov. 1986, pp. 1372-1376.
- [24] Y.-S. Kim y K. S. Yngvesson, "Characterization of Tapered Slot Antenna Feeds and Feed Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 384, Oct. 1990, pp. 1559-156.
- [25] P. R. Acharya, J. F. Johansson, y E. L. Kollberg, "Slotline Antennas for Millimeter and Submillimeter Wavelengths," in *Proc. 20th European Microwave Conf.*, Sept. 1990.
- [26] G. M. Rebeiz, D. P. Kasilingam, P. A. Stimson, Y. Guo, y D. B. Rutledge, "Monolithic Millimeter-Wave Two-Dimensional Horn Imaging Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 28, Sept. 1990, pp. 1473-1482.
- [27] G. M. Rebeiz y D. B. Rutledge, "Millimeter-Wave and Submillimeter-Wave Antenna Structure," U.S. Patent 4 888 597.
- [28] G. M. Rebeiz, W. Regehr, D. B. Rutledge, R. L. Savage, y N. C. Luhmann, Jr. "Submillimeter-Wave Antennas on Thin Membranes," *Int. J. Infrared Millimeter Waves*, vol. 8, Oct. 1987, pp. 1249-1256.
- [29] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Londres: Artech House, 2003.
- [30] J. M. Miranda, J. L. Sebastián, M. Sierra, y J. Margineda, *Ingeniería de Microondas. Técnicas experimentales*, Madrid: Pearson Education, S.A., 2002.
- [31] E. L. Kollberg *et al.*, "Current Saturation in Submillimeter-Wave Varactors," *IEEE Trans. MTT*, vol. MTT-40, 1992, p. 831.
- [32] J. M. Manley y H. E. Rowe, "Some General Properties of Nonlinear Elements," *Proc. IRE*, vol. 44, 1956, p. 904.
- [33] C. B. Burkhardt, "Analysis of Varactor Frequency Multipliers for Arbitrary Capacitance Variations and Drive Level," *Bell System Tech. J.*, vol. 44, 1965, p. 675.
- [34] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Book*, Norwood, MA: Artech House, 1991.
- [35] A. Cardama-Aznar, L. Jofre-Roca, J. M. Rius-Casals, J. Romeu-Robert, y S. Blanch-Boris, *Antenas*, Barcelona: Edicions UPC, 1998, pp. 18-25.
- [36] R. N. Simons, N. I. Dib, R. Q. Lee, y L. P. B. Katehi, "Integrated Uniplanar Transition for Linearly Tapered Slot Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, Sept. 1995, pp. 998-1002.

REFERENCIAS

- [37] W.-H. Tu y K. Chang, “Wide-Band Microstrip-to-Coplanar Stripline/Slotline Transitions,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 1084-1089, Mar. 2006.